

Gleichstromschalten in der Mittel- und Hochspannungstechnik unter Einsatz von Vakuumchaltröhren

Vom Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Darmstadt

zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
genehmigte

Dissertation

von
Dipl.-Ing. Thomas Heinz
Geboren in Bendorf / Rhein

Referent:	Prof. Dr.-Ing. V. Hinrichsen
Korreferent:	Prof. Dr.-Ing. C. Neumann

Tag der Einreichung:	22. März 2017
Tag der mündlichen Prüfung:	20. Juli 2017

D17
Darmstadt 2017

Bitte zitieren Sie dieses Dokument als:

URN: urn:nbn:de:tuda-tuprints-68051

URL: <http://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de/id/eprint/6805>

Dieses Dokument wird bereitgestellt von tuprints,

E-Publishing-Service der TU Darmstadt.

<http://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de>

tuprints@ulb.tu-darmstadt.de

Die Veröffentlichung steht unter folgender Creative Commons Lizenz:

Namensnennung - Nicht kommerziell - Keine Bearbeitungen 4.0 International



<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/deed.de>

Vorwort

Die vorliegende Dissertation beinhaltet meine Untersuchungen zum Schalten von Gleichströmen mittels Vakuumschaltröhren für den Einsatz in der Mittel- und Hochspannungstechnik und ist während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fachgebiet Hochspannungstechnik der Technischen Universität Darmstadt entstanden.

Mein besonderer Dank gilt daher Herrn Prof. Dr.-Ing. Volker Hinrichsen, der mir nicht nur die Möglichkeit zur Promotion über dieses interessante und spannende Thema gab, sondern mich auch während dieser Zeit stets unterstützt und durch seinen Einsatz, das entgegengebrachte Vertrauen und den gewährten Gestaltungsspielraum für neue Ideen maßgeblich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen hat. Bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Claus Neumann bedanke ich mich für die Übernahme des Korreferats, seine gewissenhafte Durchsicht sowie die hilfreichen Anmerkungen und Hinweise zu meiner Dissertation.

Diese Arbeit erfolgte im Rahmen einer Kooperation mit der Firma Siemens AG, durch die finanzielle und materielle Mittel zur Verfügung gestellt wurden. Mein Dank gilt deshalb allen Mitarbeitern der verschiedenen Abteilungen, die in diesem Projekt involviert waren und einen Beitrag dazu geleistet haben. Hier möchte ich besonders Herrn Dr. Sylvio Kosse, Herrn Dr. Erik D. Taylor, Herrn Dr. Jörg Teichmann, Herrn Lutz-Rüdiger Jänicke sowie den mittlerweile leider verstorbenen Herrn Dr. Werner Hartmann hervorheben und mich für deren Einbringen und den fachlichen Austausch bedanken.

Ein großes Dankeschön möchte ich auch an alle ehemaligen und derzeitigen technischen, administrativen und wissenschaftlichen Mitarbeiter des Fachgebiets Hochspannungstechnik für die gute und freundliche Zusammenarbeit aussprechen. Dabei gilt mein besonderer Dank den Mitarbeitern der Werkstatt und dem Laborleiter für die Unterstützung bei der Entwicklung und dem Aufbau der Prüfkreise sowie der Umsetzung der experimentellen Untersuchungen im Labor. Ebenso möchte ich hier auch meiner ehemaligen Kollegin und meinen ehemaligen Kollegen danken, die mich durch ihre Hilfe, mit ihren kreativen Ideen und guten Ratschlägen sowie interessanten Gesprächen und offenen Diskussionen in meiner Arbeit weitergebracht haben. Außerdem sei hier allen Studierenden gedankt, die als studentische Hilfskräfte beim Aufbau der Prüfkreise und während den Untersuchungen im Labor mitgeholfen oder aber im Rahmen von Abschlussarbeiten mit großem Einsatz und Engagement einen Beitrag zu meiner Arbeit geleistet haben.

Ich danke auch allen Leserinnen und Lesern des Manuskripts, die durch inhaltliche und orthographische Anmerkungen, Korrekturen und Hinweise unterstützend tätig waren und mir damit bei der Fertigstellung dieser Dissertation einen großen Dienst erwiesen haben.

Insbesondere bedanke ich mich auch bei meiner Familie. Zunächst möchte ich meine Eltern hervorheben, die mich auf meinem bisherigen Lebensweg in jedweder Art und Weise unterstützt und mir damit diese Arbeit erst ermöglicht haben. Nicht zuletzt gilt aber mein ganz besonderer Dank meiner Frau und meinen beiden Kindern für ihre Unterstützung, das Verständnis und die aufgebrauchte Geduld während der Promotion, aber auch gerade während der Erstellung dieser Dissertation.

Darmstadt, im September 2017

Thomas Heinz

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	iii
Verzeichnis der Formelzeichen und Abkürzungen	ix
Abstract	xiii
Kurzfassung	xv
1 Einleitung	1
2 Gleichstromschalten – Stand des Wissens	5
2.1 Grundlagen	5
2.2 Schaltprinzipien	8
2.3 Einordnung der Gleichstromschalter	8
2.4 Mechanische Gleichstromschalter	10
2.4.1 Löschkammerschalter und Schalter mit Lichtbogenhörnern . .	10
2.4.2 Mechanische Wechselstromschaltgeräte mit zusätzlicher exter- ner Beschaltung	13
2.4.3 Weitere mechanische Gleichstromschalter	27
2.5 Gleichstrom-Halbleiterschalter	28
2.5.1 Einschaltbare Halbleiter	29
2.5.2 Ein- und ausschaltbare Halbleiter	31
2.6 Hybride Gleichstromschalter	33
2.6.1 Hauptstrompfad ohne Strombegrenzer	34
2.6.2 Hauptstrompfad mit Strombegrenzer	41
2.7 Vergleich der verschiedenen Gleichstromschalter	48
2.8 Gleichstromschalten mit Vakuumschalttechnik	48
2.8.1 Aufbau einer Vakuumschaltröhre	50
2.8.2 Unterbrechen von Wechselströmen mit einer Vakuumschaltröhre	52
2.8.3 Unterbrechen von Gleichströmen mit einer Vakuumschaltröhre	57
3 Motivation und Ziele der Arbeit	61

4	Versuchsaufbau und Messmethodik	65
4.1	Mechanischer Gleichstromschalter mit einer Vakuumschaltröhre . . .	65
4.1.1	Prüfkreise zum Testen von Gleichstromschaltern unter Labor- bedingungen	67
4.1.2	Aufbau der verwendeten Prüfkreise	71
4.2	Gleichstromausschaltvorgang	76
4.2.1	Gleichstromschalten mit einem „direkten“ sinusförmigen Strom- Null-Impuls	77
4.2.2	Gleichstromschalten mit einem „indirekten“ sinusförmigen Strom- Null-Impuls	86
4.2.3	Gleichstromschalten mit einem „indirekten“ sägezahnförmigen Strom-Null-Impuls	87
4.2.4	Messungen von Ausschaltvorgängen	89
4.2.5	Experimentelle Untersuchungen	100
5	Strom-Null-Impulsverhalten von Vakuumschaltröhren	103
5.1	Untersuchungen an einer Vakuumschaltröhre mit einem AMF-Kon- taktsystem	104
5.1.1	Sinusförmiger Strom-Null-Impuls mit negativ vorgeladenem Kondensator	104
5.1.2	Sinusförmiger Strom-Null-Impuls mit positiv vorgeladenem Kon- densator	114
5.1.3	Einfluss der Richtung des Gleichstroms	117
5.1.4	Vergleich verschiedener Strom-Null-Impulse mit konstanter Am- plitude	121
5.2	Untersuchungen an einer Vakuumschaltröhre mit einem RMF-Topf- kontaktsystem	135
5.3	Zusammenfassung der Erkenntnisse	141
6	Energieabsorber / Überspannungsableiter des Gleichstromschalters	147
6.1	Belastung des Energieabsorbers / Überspannungsableiters	149
6.2	Aufbau des verwendeten Energieabsorbers / Überspannungsableiters .	153
6.3	Experimentelle Untersuchungen	156
6.4	Zusammenfassung der Erkenntnisse	161
7	Zusammenfassung	163
8	Ausblick	169
A	Anhang	I
A.1	Foto des Prüfkreises	I
A.2	Ergänzungen zu Prüfkreisen von Gleichstromschaltern	II
A.3	Ausschaltvorgang bei einem „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null- Impuls	V

A.4 Angaben zur verwendeten Messtechnik	VI
A.5 Vergleich von Gleichstromschaltern	IX
A.6 Simulation eines Ausschaltvorgangs	X
A.7 Ergänzungen zum Strom-Null-Impulsverhalten von Vakuum- schaltern	XIII
Literaturverzeichnis	XXI
Betreute studentische Arbeiten	XLV
Eigene und gemeinsame Arbeiten	XLVII
Lebenslauf	XLIX
Erklärung laut § 9 PromO	LI

Verzeichnis der Formelzeichen und Abkürzungen

Liste der Formelzeichen

C_C	F	Kapazität des Kommutierungspfades
C_{DC}	F	Kapazität des Prüfkreises
d_{gap}	m	Kontakthub
W_{DC}	J	Gesamtenergie
W_{LDC}	J	Energie der Netzinduktivität
W_{MOV}	J	Nennenergie eines Überspannungsableiterstacks
$W_{MOV,R}$	J	Nennenergie eines MO-Varistors
W_{RDC}	J	Thermische Energie
W_{UDC}	J	Energie des Netzes
f	Hz	Netzfrequenz
f_C	Hz	Resonanzfrequenz des Reihenschwingkreises
$f_{0,LC}$	Hz	Frequenz des LC-Schwingkreises im Kommutierungspfad
$f_{0,3xRLC}$	Hz	Frequenz des Kettenleiters im Kommutierungspfad
I	A	Strom allgemein
i_C	A	Strom im Kommutierungspfad
i_D	A	Strom durch die Diode
i_{DC}	A	Gleichstrom
i_H	A	Strom im Halbleiterschalter
$i_{k,eff}$	A	Effektivwert des Kurzschlussstroms
i_L	A	Ladestrom des Kondensators im Kommutierungspfad
i_{MOV}	A	Strom im energieaufnehmenden Strompfad
I_{Peak}	A	Scheitelwert des Stroms
I_{ref}	A	Referenzstrom des Überspannungsableiters
I_{res}	A	Reststrom des Überspannungsableiters
i_{3xRLC}	A	Strom der Kettenleiters
i_S	A	Strom im Hauptstrompfad
i_T	A	Strom durch den Thyristor

i_{VS}	A	Strom durch die Vakuumschaltröhre
L_{C}	H	Induktivität des Kommutierungspfades
L_{DC}	H	Induktivität des Gleichspannungsnetzes oder des Prüfkreises
R_{C}	Ω	Widerstand des Kommutierungspfades
R_{DC}	Ω	Widerstand des Gleichspannungsnetzes bzw. des Prüfkreises
R_{L}	Ω	Ladewiderstand
R_{LiBo}	Ω	Gleichspannungswiderstand des Lichtbogens
r_{LiBo}	Ω	Dynamischer Widerstand des Lichtbogens
R_{lim}	Ω	Widerstand im energieaufnehmenden Strompfad
t	s	Zeit allgemein
t_{LiBo}	s	Lichtbogenzeit
t_{ND}	s	Zeitpunkt des Nulldurchgangs
t_{SND}	s	Zeit von der Stromeinprägung bis zum Nulldurchgang
θ	s	Zeitkonstante des Lichtbogens
U_{A}	V	Spannungsfall an der Anode
U_{B}	V	Spannungsfall über der Lichtbogensäule
u_{C}	V	Spannung an der Kapazität im Kommutierungspfad (allgemein)
u_{CC}	V	Spannung an der Kapazität im Kommutierungspfad (Spezialfall)
u_{CDC}	V	Spannung der Kapazität des Prüfkreises
U_{DC}	V	Nennspannung des Gleichspannungsnetzes
u_{FS}	V	Spannung an der Funkenstrecke
U_{in}	V	Eingangsspannung
U_{K}	V	Spannungsfall an der Kathode
u_{LiBo}	V	Brennspannung des Lichtbogens
u_{MOV}	V	Spannungsfall des energieaufnehmenden Strompfads
U_{out}	V	Ausgangsspannung
U_{RDC}	V	Spannung am Widerstand des Gleichspannungsnetzes bzw. des Prüfkreises
U_{ref}	V	Referenzspannung des Überspannungsableiters
U_{res}	V	Restspannung des Überspannungsableiters
u_{3xRLC}	V	Spannung über dem Kettenleiter im Kommutierungspfad
u_{S}	V	Spannung am mechanischen Schaltgerät im Hauptstrompfad
u_{SC}	V	Spannung am Drauf- bzw. Zuschalter
u_{VS}	V	Spannung an der Vakuumschaltröhre
v_{open}	$\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$	Öffnungsgeschwindigkeit
ω	s^{-1}	Kreisfrequenz des Netzes

ω_C	s^{-1}	Kreisfrequenz des Reihenschwingkreises im Kommutierungspfad (allgemein)
$\omega_{0,C}$	s^{-1}	Kreisfrequenz des Reihenschwingkreises im Kommutierungspfad (Spezialfall)
$\omega_{0,DC}$	s^{-1}	Kreisfrequenz des Prüfkreises
ω_0	s^{-1}	Kreisfrequenz des Prüfkreises und des Reihenschwingkreises im Kommutierungspfad

Liste der Abkürzungen

AC	Alternating Current
AMF	Axialmagnetfeld
CB	Circuit Breaker
CSC	Current-Source Converter
CSD	Charge-Storage Diode
DC	Direct Current
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ETO	Emitter Turn-Off Thyristor
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
HVAC	High Voltage Alternating Current
HVDC	High Voltage Direct Current
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated Gate-Commutated Thyristor
LLC	Line Commutated Converter
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
MOV	Metalloxidvaristor
MRTS	Metal Return Transfer Switch
MVDC	Medium Voltage Direct Current
ND	Nulldurchgang
RMF	Radialmagnetfeld
RV	Recovery Voltage
SF ₆	Schwefelhexafluorid
TMF	Transversalmagnetfeld
TRV	Transient Recovery Voltage
VSC	Voltage Source Converter

Abstract

The constantly increasing demand for electrical energy as well as changes in the generation of this energy require the development and implementation of direct current systems in electrical transmission and distribution grids. Direct current circuit breakers are necessary to ensure its safe operation.

Commercial direct current circuit breakers for middle and high voltage transmission and distribution grids are currently not yet available (exception: direct current railway systems). All circuit breakers that have been suggested up to today are still at the trial or prototype stage. Therefore, there is no clear trend as to which circuit breaker technology will be preferred in future grids.

In this thesis, basic investigations on a mechanical direct current circuit breaker with an active commutation path are carried out. The key element within the direct current circuit breaker design is the vacuum interrupter. As vacuum interrupters are typically used as alternating current circuit breakers, the focus was on its capability for direct current circuit breakers.

First, the switching principle of a mechanical direct current circuit breaker with an active commutation path and other direct current circuit breaker methods are presented. Second, basic information on vacuum interrupters is introduced. The description of the experimental set-up and the test circuit (for the experimental investigations) are then shown. In the process some typical direct current circuit breaker test circuits as well as a new test circuit set-up are described. Then, a detailed description of a test sequence and the demonstration of several current and voltage curves during a switching operation are shown. In this thesis a newly developed parallel commutation path in the mechanical direct current circuit breaker is presented.

The results and insights of the experimental investigations regarding the behavior of vacuum interrupters by injection of a high-frequency oscillating current zero impulse are presented. Since during the interruption process a direct current circuit breaker needs to absorb the energy stored in the connected grid, this difficulty is identified as a central theme in the following part.

The final results and insights show that vacuum interrupters are very well suited for the use in mechanical direct current circuit breakers. By upscaling or cascading of such circuit breakers, their application in transmission and distribution grids of electrical energy is absolutely feasible.

Kurzfassung

Der permanent ansteigende Bedarf an elektrischer Energie sowie die Veränderungen im Bereich der Erzeugung dieser Energie erfordern die Entwicklung und Anwendung von Gleichstromsystemen in den elektrischen Übertragungs- und Verteilnetzen. Für deren sicheren Betrieb sind Gleichstromschalter erforderlich.

Kommerziell verfügbare Gleichstromschalter für Netze zur Übertragung und Verteilung im Bereich der Mittel- und Hochspannungstechnik sind heutzutage noch nicht verfügbar (Ausnahme: Gleichstrombahnsysteme). Alle bisher vorgestellten Schaltertypen befinden sich noch im Versuchs- oder Prototypenstadium. Ein klarer Trend, welche Technologie in künftigen Netzen den Vorzug erhält, ist somit noch nicht erkennbar.

Im Rahmen dieser Arbeit werden Grundlagenuntersuchungen an einem mechanischen Gleichstromschalter mit aktivem Kommutierungspfad durchgeführt. Das Kernelement in dem betrachteten Gleichstromschalter ist eine Vakuumschaltröhre. Da Vakuumschaltröhren typischerweise Wechselstromschaltgeräte sind, liegt der Fokus auf der Tauglichkeit der Röhre für den Einsatz in Gleichstromschaltern.

Zunächst werden das Schaltprinzip eines mechanischen Gleichstromschalters mit einem aktiven Kommutierungspfad sowie alternative Methoden zur Unterbrechung von Gleichströmen und Grundlagen zu Vakuumschaltröhren vorgestellt. Im nächsten Schritt erfolgt eine Beschreibung des Versuchsaufbaus und der verwendeten Prüfkreise für die experimentellen Untersuchungen. Dabei werden sowohl einige typische Gleichstromschalterprüfkreise als auch ein neuartiger Prüfkreis beschrieben. Es folgt eine detaillierte Beschreibung eines Ausschaltvorgangs, die Darstellung ausgewählter Strom- und Spannungsverläufe während einer Schalthandlung sowie die Vorstellung eines im Rahmen dieser Arbeit neu entwickelten parallelen Kommutierungspfades des Gleichstromschalters.

Im weiteren Verlauf werden die Ergebnisse und Erkenntnisse der experimentellen Untersuchungen zum Verhalten von Vakuumschaltröhren beim Einprägen eines hochfrequent oszillierenden Strom-Null-Impulses präsentiert. Da bei einem Gleichstromschalter immer auch die im Netz zum Schaltzeitpunkt vorhandene Energie aufgenommen werden muss, wird im Anschluss diese Problematik eingehender thematisiert. Die gewonnenen Ergebnisse und Erkenntnisse zeigen, dass sich Vakuumschaltröhren sehr gut für den Einsatz in einem mechanischen Gleichstromschalter eignen. Durch entsprechende Skalierung oder Kaskadierung ist damit der Aufbau solcher Schalter und deren Einsatz in Netzen zur Übertragung und Verteilung von elektrischer Energie sehr gut möglich.

1 Einleitung

„In ausgewählten Pilotlinien sollen neu zur Verfügung stehende Gleichstrom-Technologien (Mehrpunktfähigkeit), wie z.B. der DC-Leistungsschalter bzw. Regelungstechniken und Kabelverlegetechniken, erprobt und ggfs. aus Mitteln der Technologieförderung auch gefördert werden.“

So lautet ein Auszug aus dem Koalitionsvertrag zwischen CDU, CSU und SPD der 18. Legislaturperiode der aktuellen Bundesregierung (Stand: 2016, [KBR 2013]). Darin wird deutlich, dass die aktuellen und zukünftigen Entwicklungen der heutigen Übertragungs- und Verteilnetze in Deutschland neue Technologien erfordern.

Seit dem Beginn der flächendeckenden Elektrifizierung erfolgt die Erzeugung elektrischer Energie an zentralen Orten in großen Kraftwerken, und sie wird über Übertragungs- und Verteilnetze zum Verbraucher transportiert. Dabei liegen meist keine besonders großen Entfernungen zwischen Erzeuger und Verbraucher, um die Verluste möglichst gering zu halten. Heutzutage ist dieses Prinzip weitestgehend der aktuelle Stand der Technik. Die Übertragung und Verteilung elektrischer Energie ist dabei üblicherweise mit Wechselstromsystemen realisiert.

Die aktuelle Entwicklung, weg von dieser Struktur und hin zu einer mehr dezentralen elektrischen Energieeinspeisung sowie einer Veränderung der Energieerzeugung selbst, erfordert jedoch ein Umdenken. Dabei spielen gerade erneuerbare und regenerative Energien, deren Einfluss in der Energieversorgung immer mehr an Bedeutung gewinnt, eine wichtige Rolle (siehe z.B. [Büc 2014], [BUN 2014]). Die Erzeugungs- und Einspeiseorte liegen entweder sehr dezentral oder sind nicht mehr unmittelbar dort, wo die elektrische Energie auch benötigt wird. Als Beispiel dafür seien hier Windturbinenparks im Norden Deutschlands (z.B. in der Nordsee) als Erzeuger und industriestärke Metropolen (z.B. der Großraum Stuttgart) im Süden Deutschlands als Verbraucher genannt. Neue Verteilsysteme und lange Übertragungsstrecken mit Kabeln, Freileitungen oder auch gasisolierten Leitungen sind die Konsequenz.

Mit der aktuell vorherrschenden Technologie sind diese Herausforderungen nur eingeschränkt lösbar (siehe z.B. [Sch 2012b]). Um auf diese Veränderungen der Netzstruktur angemessen zu reagieren sowie dem weiter anwachsenden Bedarf nach elektrischer Energie nachzukommen und dabei auch künftig eine sichere Versorgung zu gewährleisten, sind neben der typischen Wechselstromtechnik auch Gleichstromsysteme zur Übertragung und Verteilung elektrischer Energie sinnvoll.

Für den sicheren Betrieb von Übertragungs- und Verteilnetzen stellen Leistungsschalter, die im Last- und Fehlerfall den Strom sicher unterbrechen können, die Grundlage dar. Die Wechselstromnetze zur Übertragung und Verteilung von elektrischer Energie arbeiten daher mit einer Vielzahl von mechanischen Schaltern. „Einfache“ mechanische Leistungsschalter, die für Wechselstromnetze sehr gut geeignet sind, können allerdings für Gleichstromsysteme nicht eins zu eins übertragen werden. Neben den typischen Aufgaben eines Wechselstromschalters müssen Gleichstromschalter deutlich höhere Herausforderungen bewältigen. Dazu zählen beispielsweise das Fehlen des natürlichen Stromnulldurchgangs¹ bei Gleichstrom, die Notwendigkeit zur Aufnahme der im System zum Schaltzeitpunkt vorhandenen Energie sowie das schnelle Abschalten von Fehlerströmen². Schaltgeräte, die diese Herausforderungen sicher beherrschen, sind kommerziell bisher kaum verfügbar bzw. nicht weit verbreitet und Gegenstand aktueller Forschung (siehe z.B. [Fra 2011]).

Um das Schalten von Gleichströmen zu realisieren, sind verschiedene Ansätze möglich. Typischerweise werden diese Schaltprinzipien dabei in „mechanische Schalter“, „Halbleiterschalter“ und „hybride Schalter“ unterteilt und weisen unterschiedliche Vor- und Nachteile auf (siehe z.B. [Wal 2013], [Buc 2014], [Mob 2014], [Mok 2014]). Wichtige Unterscheidungsmerkmale sind dabei die Schaltgeschwindigkeit, die Durchlassverluste im eingeschalteten Zustand sowie die Komplexität des Schalters. Ein klarer Trend, welche Technologie den Vorzug für den Einsatz in aktuellen und zukünftigen Gleichstromsystemen zur Übertragung und Verteilung elektrischer Energie erhält, ist dabei bisher noch nicht zu erkennen.

Da Schalter in Netzen die überwiegende Zeit Strom möglichst verlustfrei führen müssen, stellen mechanische Gleichstromschalter, die die niedrigsten Durchlassverluste aufweisen, hier eine sehr gute Wahl dar. Der Bereich der mechanischen Gleichstromschalter lässt sich dabei noch in weitere Ausprägungsformen unterteilen. Mechanische Gleichstromschalter mit einem aktiven parallelen Kommutierungspfad, welche auch schon in der zweiten Hälfte des vergangenen Jahrhunderts hinsichtlich ihrer Tauglichkeit für die Anwendung in Gleichstromnetzen Gegenstand der Forschung waren, sind dabei aufgrund ihres relativ einfachen Aufbaus, der gezielten Beeinflussung der Schaltzeiten sowie ihrer Leistungsfähigkeit von besonderem Interesse und Thema dieser Arbeit.

Das Kernelement in einem mechanischen Gleichstromschalter mit einem aktiven Schwingkreis ist ein mechanisches Wechselstromschaltgerät. Da für die Stromunterbrechung in einem solchen Schaltgerät ein Nulldurchgang erforderlich ist, wird dieser künstlich durch eine externe Beschaltung mittels eines parallelen Kommutierungspfades erzeugt. In der Regel befindet sich in solch einem Kommutierungspfad ein

¹ Zur Unterbrechung des Stroms nutzen mechanische Schalter in Übertragungs- und Verteilnetzen üblicherweise den natürlichen Nulldurchgang des Wechselstroms aus.

² Gleichstromnetze besitzen systembedingt oft keine besonders großen strombegrenzenden Induktivitäten (z.B. Transformatoren, Generatoren etc.), sodass im Fehlerfall der Strom sehr rasch ansteigt.

RLC-Reihenschwingkreis mit einem vorgeladenen Kondensator und einem Drauf- oder Zuschalter in Reihe. Der Kommutierungspfad bildet dabei eine Masche mit dem mechanischen Schalter im Hauptstrompfad. Durch das Schließen des Drauf- oder Zuschalters entlädt sich der Kondensator, und der Schwingkreis erzeugt somit eine sinusförmige Stromschwingung, die dem Gleichstrom im Hauptstrompfad überlagert wird. Bei einer ausreichend hohen Stromamplitude kommt es im mechanischen Schalter zu künstlichen Stromnulldurchgängen, die es dem Schalter ermöglichen, den Strom zu unterbrechen. Kommt es zu einer erfolgreichen Stromunterbrechung im Hauptstrompfad, so müssen nach einer Stromkommutierungsphase ein oder mehrere weitere zusätzliche Strompfade die im Netz zum Schaltzeitpunkt gespeicherte Energie aufnehmen bzw. absorbieren.

Bei einem solchen mechanischen Gleichstromschalter mit einem aktiven Schwingkreis ist nun einerseits das mechanische Schaltgerät für eine erfolgreiche Stromunterbrechung entscheidend, andererseits spielt die geeignete Wahl des parallelen Kommutierungspfades eine elementare Rolle. Für die Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit wurde dazu eine Vakuumschaltröhre als Wechselstromschaltgerät verwendet. Vakuumschaltröhren zeichnen sich z.B. durch ihre geringen Verluste im eingeschalteten Zustand, gute Stromunterbrechungseigenschaften, den geringen Wartungsbedarf, aber auch ihre relativ einfache Konstruktion ohne umweltschädliche Lösch- und Isoliermedien aus. Aufgrund der guten Stromunterbrechungseigenschaften kann eine Vakuumschaltröhre hohe Steilheiten des Stroms zum Zeitpunkt des Nulldurchgangs beherrschen sowie hohen Steilheiten der wiederkehrenden Spannung standhalten. Dadurch kann der parallele Kommutierungspfad mit einer relativ geringen Menge an gespeicherter elektrischer Energie ausgelegt werden.

Für den Aufbau und sicheren Betrieb eines solchen mechanischen Gleichstromschalters ist eine geeignete Wahl und Auslegung des parallelen Kommutierungspfades notwendig. In der Literatur sind diesbezüglich kaum oder nur sehr wenig detaillierte bzw. teilweise auch sehr unterschiedliche Angaben zu finden. Weiterhin werden meist nur sehr wenige Gleichstromwerte, z.B. ein niedriger und ein hoher Stromwert, in den Untersuchungen berücksichtigt.

Ziel und Gegenstand dieser Arbeit ist es nun, eine Vakuumschaltröhre hinsichtlich ihrer Eignung für den Einsatz in einem mechanischen Gleichstromschalter zu untersuchen und die benötigte äußere Beschaltung zu ertüchtigen. Dabei liegt der Fokus auf der Betrachtung der Unterbrechungseigenschaften von Vakuumschaltröhren bei eingepprägtem künstlichen Stromnulldurchgang, der geeigneten Auslegung des parallelen Kommutierungspfades hinsichtlich des Designs und der möglichen Parameter sowie der Bestimmung von Rand- und Grenzbereichen. Da beim Schalten von Gleichströmen auch immer die im System vorhandene Energie durch den Gleichstromschalter aufgenommen werden muss, erhält auch dieses notwendige Element eines Gleichstromschalters im Rahmen der Arbeit in eingeschränktem Maße Beachtung.

Struktur der Arbeit

Im nachfolgenden Kapitel 2 wird zunächst der Stand des Wissens zur Thematik „Gleichstromschalten“ vorgestellt. Dabei wird sowohl auf mechanische als auch auf Halbleiter- und hybride Gleichstromschalter eingegangen. Weiterhin ist das Kernelement des im Rahmen dieser Arbeit betrachteten Gleichstromschaltprinzips – die Vakuumschaltröhre – Thema dieses Kapitels. Kapitel 3 stellt dann die Motivation und die Ziele dieser Arbeit vor.

Auf einige mögliche Prüfkreise für Gleichstromschalter, die verwendeten Versuchsaufbauten für die experimentellen Untersuchungen und die verwendete Messtechnik wird in Kapitel 4 eingegangen. Dabei wird auch der Ablauf eines Ausschaltvorgangs detailliert beschrieben und durch ausgewählte experimentell ermittelte Strom- und Spannungsverläufe exemplarisch dargestellt.

Die Ergebnisse und Erkenntnisse der experimentellen Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit sind in Kapitel 5 festgehalten. Neben der Vorstellung der Messergebnisse erfolgt hier auch eine Diskussion über die Ergebnisse mit den aus der Literatur bekannten Phänomenen.

Die Thematik der Energieaufnahme des Gleichstromschalters während eines Schaltvorgangs ist Gegenstand von Kapitel 6. Hier werden die Herausforderungen an den energieaufnehmenden Strompfad aufgezeigt und der bei den experimentellen Untersuchungen verwendete Energieabsorber bzw. Überspannungsableiter vorgestellt.

Zum Abschluss werden in den Kapiteln 7 und 8 eine Zusammenfassung und ein Ausblick auf mögliche oder erforderliche Weiterarbeit gegeben.

2 Gleichstromschalten – Stand des Wissens

Im folgenden Kapitel werden zunächst Grundlagen zu Schaltern und Schaltprinzipien vorgestellt. Dabei wird auf die Unterschiede von Wechsel- und Gleichstromschaltern eingegangen und eine Einordnung der verschiedenen Gleichstromschaltprinzipien vorgenommen. Anschließend erfolgen detaillierte Beschreibungen der wichtigsten Gleichstromschalter sowie Grundlagen zur Vakuumschalttechnik und dem Schalten von Gleichströmen mit Vakuumschaltröhren.

2.1 Grundlagen

Schalter bilden eine Grundlage für den sicheren Betrieb eines Stromnetzes. Ein Schalter muss einerseits im ausgeschalteten Zustand eine ausreichende Spannungsfestigkeit in der Schaltstrecke aufweisen, damit in diesem Zustand kein Strom fließen kann. Andererseits sollte er im eingeschalteten Zustand ideal leitend sein, um dem Stromfluss keinen Widerstand zu bieten. Eine zusätzliche wichtige Bedingung ist der möglichst schnelle problemlose Wechsel von einem in den anderen Zustand, ohne dabei kritische Schaltüberspannungen zu verursachen. Je nach Einsatzort ergeben sich verschiedene weitere Anforderungen an einen Schalter. Für Übertragungs- und Verteilnetze der elektrischen Energieversorgung erfolgt eine Einteilung daher typischerweise wie folgt:

- **Leistungsschalter** sind zur Unterbrechung von Bemessungs-, Betriebs- und Fehler-/Kurzschlussströmen in einem Netz geeignet. Sie schalten relativ schnell (ms-Bereich), um im Fehlerfall die umliegenden Netzwerkkomponenten vor zu hohen Strömen zu schützen.
- **Lastschalter** sind zur Unterbrechung von Last- und Betriebsströmen bestimmt. Fehlerströme können sie nicht abschalten. Lastschalter müssen neben dem Ausschalten von Lastströmen auch sicher auf einen Kurzschluss einschalten können.
- **Trennschalter** können entweder im geöffneten Zustand hohe Spannungen isolieren (ggf. Herstellen einer sichtbaren Trennstrecke) oder im geschlossenen Zustand hohe Ströme führen. Bei hohen Fehlerströmen müssen sie fest geschlossen

bleiben. Zur Unterbrechung hoher Ströme sind sie nicht geeignet (keine aktive Lichtbogenlöschung). Ein Trennschalter muss z.B. Kommutierungsströme beim Sammelschienenwechsel oder kleine kapazitive Ströme schalten können.

- **Lasttrennschalter** sind eine Kombination aus einem Lastschalter und einem Trennschalter. Sie können Lastströme unterbrechen und stellen je nach Ausführung im geöffneten Zustand eine sichtbare Trennstrecke her.
- **Erdungsschalter** stellen eine sichere elektrische Verbindung zwischen einer freigeschalteten Leitung und dem Bezugspotential her. Wie Trennschalter können auch sie keine hohen Leistungen schalten. Sie müssen einen hohen Kurzschlussstrom sicher führen können, ohne dabei zu öffnen.
- **Kurzschließer oder Schnellerder** werden zum Erzeugen eines Kurzschlusses verwendet. Sie dienen dazu, einen Überlastschutz (z.B. Sicherungen) gezielt zum Auslösen zu bringen.

Die Übertragung und Verteilung elektrischer Energie erfolgt heutzutage vorzugsweise in Wechselstromtechnik. Die für den Betrieb eines Wechselstromnetzes eingesetzten Schalter sind in der Regel mechanische Schaltgeräte und so konstruiert, dass im Schaltfall nach der Kontakttrennung ein Schaltlichtbogen im Schaltgerät entsteht. Aufgrund der sich periodisch ändernden Polarität in einem Wechselstromnetz kann das Schaltgerät im Stromnulldurchgang den Lichtbogen löschen und den Strom damit sicher unterbrechen.

Im Vergleich dazu ist ein großflächiger Einsatz von Gleichspannung in den heutigen Übertragungs- und Verteilnetzen noch nicht gegeben. Es existieren schon einige Punkt-zu-Punkt-Verbindungen³, Gleichstromkurzkupplungen⁴ oder Multiterminal-Systeme⁵, die mit Gleichspannung betrieben werden, allerdings stellen diese eher die Ausnahme dar. Einige Beispiele für bereits installierte, geplante oder in Diskussion befindliche Einsatzmöglichkeiten für Hochspannungs-Gleichstrom (HVDC) Systeme werden in [HT 1998], [Zeh 2000], [Sko 2006], [Ron 2007], [FAD 2009], [Ast 2010], [DGR 2012], [CS 2013] oder [SLR 2013] genannt. Gerade bei langen Übertragungsstrecken mittels Hochspannungsleitungen oder Kabeln bietet die Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung einige Vorteile (siehe z.B. [MU 2007], [VG 2010], [Fra 2011], [Kir 2012], [Ahm 2012] oder [SH 2012]) und gewinnt daher immer mehr an Bedeutung. Für die Versorgung elektrischer Bahnen (z.B. Straßen- oder Stadtbahnen sowie Bahnnetze in einigen Ländern) sind Gleichspannungsnetze schon viele Jahre der

³ Bei Punkt-zu-Punkt-Verbindungen erfolgt die Übertragung von elektrischer Energie nur zwischen zwei Anschlusspunkten. An beiden Enden der Leitung sind Hochspannungs-Gleichstrom-Umrichter installiert, die die Wechsel- in eine Gleichspannung umwandeln und umgekehrt.

⁴ Bei Gleichstromkurzkupplungen sind die beiden Umrichter in unmittelbarer Nähe zueinander angeordnet. Sie dienen zur Anbindung verschiedener Drehstromnetze. Technisch gesehen sind es zwei Umrichter mit einem Gleichspannungszwischenkreis.

⁵ Multiterminal-Systeme sind mehrere miteinander verbundene Hochspannungs-Gleichstrom-Umrichter. Multiterminal-Systeme stellen die Vorstufe zu einem vermaschten Gleichstromnetz mit einzeln zu- und abschaltbaren Übertragungsleitungen dar.

Standard. Diese Netze sind allerdings in der Nieder- bis Mittelspannung einzuordnen, da sie mit Spannungen von einigen wenigen Kilovolt (siehe z.B. [FF 2013], [Fil 2015], [EN 50123-1]) betrieben werden (üblicherweise im Bereich von 600...3000 V).

Im Vergleich zu einem Wechselspannungsnetz sind Schalter in einem Gleichspannungsnetz erhöhten Anforderungen ausgesetzt. Die Hauptunterschiede sind der fehlende Stromnulldurchgang bei Gleichstrom sowie die Notwendigkeit zur Aufnahme der im Netz zum Ausschaltzeitpunkt gespeicherten elektrischen Energie bei jedem Ausschaltvorgang. Aufgrund der meist geringeren Anzahl an strombegrenzenden Induktivitäten in Gleichspannungsnetzen im Vergleich zu Wechselspannungsnetzen kommt es im Fehlerfall zu einem raschen Stromanstieg (siehe z.B. [YFO 2010], [Buc 2012], [Ahm 2012], [BF 2013]). Ein Gleichstromschalter, der als Leistungsschalter zur Unterbrechung von Kurzschlussströmen geeignet sein soll, unterliegt damit auch der Forderung, einen Fehlerstrom möglichst schnell unterbrechen zu können. In [EN 50123-1] wird z.B. als Anforderung an einen Leistungsschalter in Bahnstromnetzen eine maximale Gesamtausschaltzeit von höchstens 20 ms genannt, wenn der zu unterbrechende Fehlerstrom den 7-fachen Wert der Auslöseeinstellung des Leistungsschalters und eine Steilheit des ansteigenden Fehlerstroms von $[di/dt]_{t=0} \geq 5 \frac{\text{kA}}{\text{ms}}$ aufweist. Für ein Gleichspannungsnetz mit $U_{\text{DC}} = 320 \text{ kV}$ wird in [HJ 2011] zur Begrenzung des Stromanstiegs im Fehlerfall auf $\frac{di}{dt} = 3,5 \frac{\text{kA}}{\text{ms}}$ eine Induktivität von $L = 100 \text{ mH}$ vor dem Leistungsschalter eingefügt. Der in [HJ 2011] vorgestellte Gleichstromschalter benötigt von der Fehlererkennung bis zur Stromunterbrechung ca. 5 ms. In [GBK 1972] wird für die Steilheit des Stromanstiegs in einem HVDC-System⁶ ein Wertebereich von $0,5 \dots 1 \frac{\text{kA}}{\text{ms}}$ angegeben.

In HVDC-Systemen kommen heutzutage meist Trennschalter, Schalter zur Kommutierung von Strömen (z.B. auf parallele Leitungen) oder zur Unterbrechung von Lastströmen zum Einsatz ([Fra 2011], [Pen 2012]: „neutral bus switch“, „neutral bus ground switch“ (bzw. „neutral bus earth switch“), „metal return transfer breaker“ (bzw. „metal return transfer switch“ (MRTS)), „ground return transfer breaker“ (bzw. „ground return transfer switch“), „high-speed bypass switch“). Leistungsschalter zur Unterbrechung von Fehlerströmen wurden bisher noch kaum bzw. nur als Prototypen realisiert. Bei einem heutzutage eingesetzten HVDC-System werden Fehlerströme typischerweise durch ein Wechselstromschaltgerät vor dem Umrichter auf der Wechselspannungsseite oder durch Abschalten des Umrichters (nicht bei jeder Umrichter-Technologie möglich) unterbrochen. Diese Methode ist für ein vermaschtes Gleichstromnetz allerdings keine zufriedenstellende Lösung, da im Fehlerfall das gesamte Netz abgeschaltet wird. Ein flächendeckender Einsatz von Gleichstromschaltgeräten ist heutzutage auf Gleichstromnetze zur Versorgung elektrischer Bahnen ($U_{\text{DC}} < 10 \text{ kV}$) beschränkt. Hier kommen neben Lasttrenn- und Lastschaltern auch Leistungsschalter zur Unterbrechung von Gleichströmen zum Einsatz.

⁶ Aufgrund des Veröffentlichungsjahres (1972) basiert diese Aussage wahrscheinlich auf einem HVDC-System mit netzgeführten Stromrichtern. Ohne zusätzliche Maßnahmen, wie z.B. strombegrenzende Elemente, ist in HVDC-Systemen mit selbstgeführten Stromrichtern die Steilheit ansteigender Fehlerströme höher.

2.2 Schaltprinzipien

Das Unterbrechen von Strömen ist grundsätzlich auf zwei verschiedene Arten möglich. Einerseits kann durch eine Erhöhung des Spannungsbedarfs des Schalters auf die Netzspannung oder darüber hinaus der Strom zu Null gezwungen werden. Andererseits kann durch einen erzwungenen Stromnulldurchgang im Schalter der Strom unterbrochen werden (siehe z.B. [Puc 1968]).

Für die Stromunterbrechung in einem Gleichstromschalter ergeben sich damit drei Varianten. Zum einen kann durch eine hohe Gegenspannung im Schalter der Strom zu Null getrieben werden. Alternativ kann durch einen künstlich erzwungenen Stromnulldurchgang oder eine Gegenspannung (wesentlich geringer als die Netzspannung) im Hauptpfad der Strom zur Kommutierung auf einen parallelen Strompfad gezwungen und in diesem dann zu Null gebracht werden. Die drei verschiedenen Möglichkeiten sind in **Abbildung 2.1** zur Verdeutlichung nochmals dargestellt.

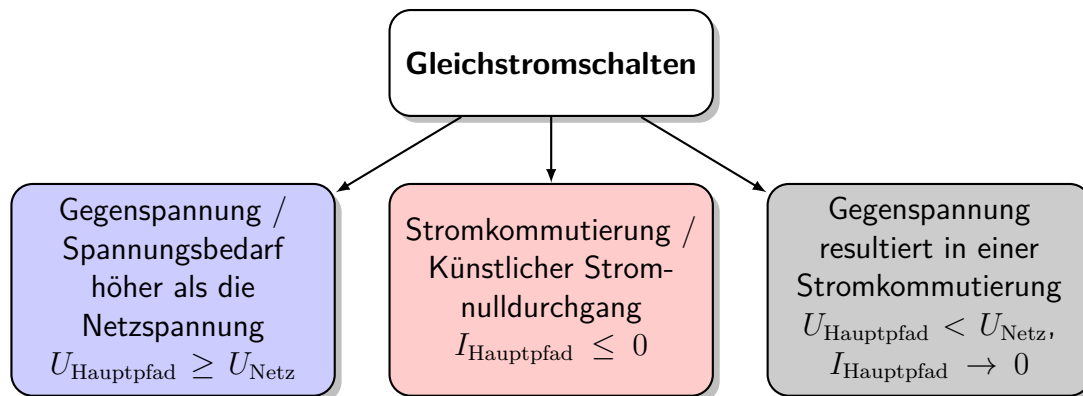


Abbildung 2.1: Grundprinzipien des Gleichstromschaltens

Bei den verschiedenen Methoden zur Unterbrechung von Gleichströmen ergeben sich grundsätzlich zwei Varianten, die im Netz zum Ausschaltzeitpunkt gespeicherte Energie abzubauen. Eine Möglichkeit besteht darin, die elektrische Energie beim Ausschaltvorgang im Schaltlichtbogen als Gasentladung (Plasma) in thermische Energie (Wärme) und Strahlungsenergie (infrarote, sichtbare und ultraviolette Strahlung) umzusetzen. Die Alternative dazu ist eine Kommutierung des Stroms während des Schaltvorgangs in einen parallelen energieaufnehmenden Pfad, in dem dann die Energie durch Überspannungsableiter (z.B. mit Metalloxidvaristoren (MOV)) aufgenommen wird.

2.3 Einordnung der Gleichstromschalter

Eine einfache klare Sortierung von Gleichstromschaltern gestaltet sich aufgrund der unterschiedlichen Variationen und Möglichkeiten schwierig. In [Puc 1971], [AS 1998],

[Atm 2000], [MKD 2005], [Fra 2011], [KSD 2012], [Buc 2012], [Wal 2013], [Buc 2014], [Gan 2014], [Mob 2014] und [Mok 2014] werden jeweils verschiedene Gleichstromschaltkonzepte vorgestellt. Häufig findet hier eine grobe Klassifizierung der Schaltertypen in „Mechanische Schaltkonzepte“, „Halbleiterschalter“ und „Hybride Schaltkonzepte“ statt. In **Abbildung 2.2** ist eine solche Übersicht der wichtigsten Gleichstromschaltertypen, ergänzt um die Kategorie „Sonstige Schaltkonzepte“, dargestellt. Zur Unterscheidung sind die Hintergrundfarben der Unterkategorien so gewählt, dass sie dem jeweiligen Stromunterbrechungsprinzip aus Abbildung 2.1 entsprechen.

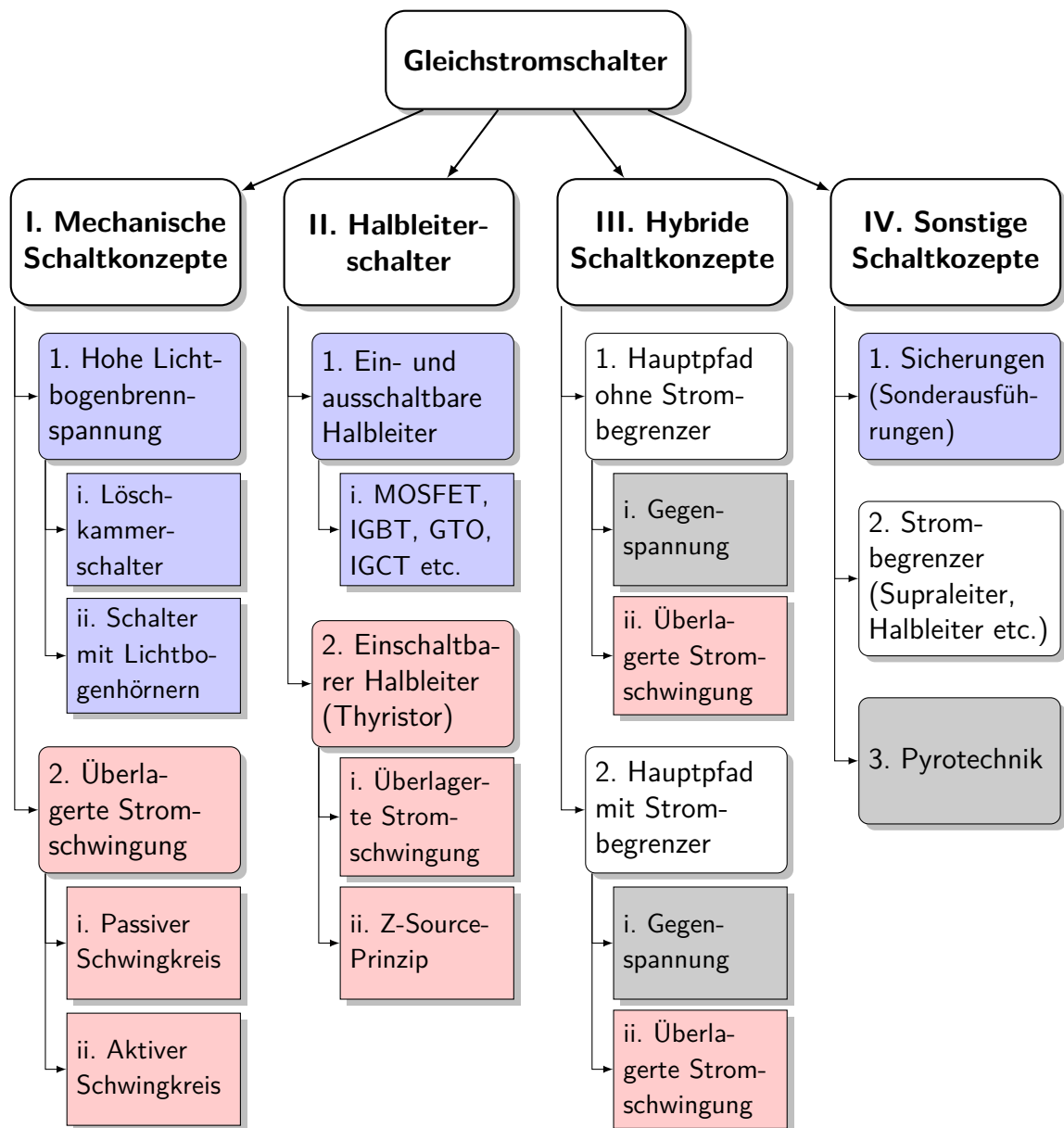


Abbildung 2.2: Einteilung der verschiedenen Gleichstromschaltkonzepte

Im Folgenden werden zu den einzelnen Kategorien aus Abbildung 2.2 die wichtigsten und bekanntesten Variationen der verschiedenen Gleichstromschaltkonzepte detaillierter vorgestellt.

2.4 Mechanische Gleichstromschalter

In der Kategorie der mechanischen Gleichstromschalter finden sich sowohl Schalter, deren Schaltprinzip auf einer Erhöhung des Spannungsfalls am Schalter basiert, als auch solche, die mit einem künstlich erzeugten Stromnulldurchgang arbeiten. Bei diesen Schaltertypen befindet sich im Hauptstrompfad ein mechanischer Schalter (ggf. werden auch mehrere Schaltkammern in Serie geschaltet) mit metallischen Kontakten, die im geschlossenen Zustand den Strom führen. Die metallischen Kontakte weisen im geschlossenen Zustand einen sehr geringen ohmschen Gesamtwiderstand auf, sodass der Schalter nur geringe Dauerverluste erzeugt. Beim Schaltvorgang entsteht zwischen den Kontakten ein Schaltlichtbogen, dessen Eigenschaften bei einigen der Schaltertypen zur Stromunterbrechung ausgenutzt werden.

2.4.1 Löschkammerschalter und Schalter mit Lichtbogenhörnern

Löschkammerschalter und Schalter mit Lichtbogenhörnern nutzen den Spannungsfall eines Schaltlichtbogens aus (Abbildung 2.2 (I.1.)). Die Stromunterbrechung erfolgt, indem der Spannungsfall des Lichtbogens und damit der Spannungsbedarf des gesamten Schalters die Netzspannung übersteigt.

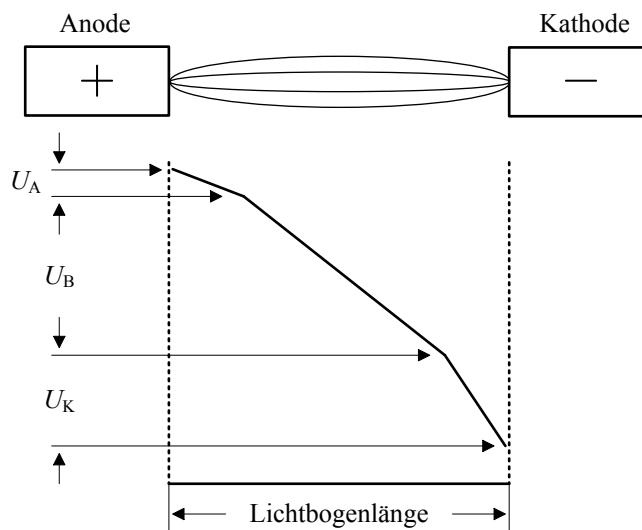


Abbildung 2.3: Spannungsprofil eines Schaltlichtbogens – Abbildung nach [Gar 2002]
(U_A = Anodenfall, U_B = Bogenspannung, U_K = Kathodenfall)

In **Abbildung 2.3** ist das Spannungsprofil eines Schaltlichtbogens dargestellt. Eine Erhöhung des Spannungsfalls in einem Löschkammerschalter wird erreicht, indem der bei der Trennung der metallischen Kontakte entstehende Schaltlichtbogen erstens durch die geometrische Formgebung der Führungsschienen der Löschkammern, zweitens durch sein thermisches Verhalten und drittens aufgrund der Lorenzkraft⁷ vom Hauptkontakt weg und in Löschbleche getrieben wird. Dabei wird abhängig von den verwendeten Löschblechen eine Verlängerung der Lichtbogensäule oder eine Aufspaltung in mehrere Teillichtbögen erreicht. Der Spannungsfall am Schalter steigt an und führt schließlich zur Stromunterbrechung, wenn er den Wert der Netzspannung erreicht hat. **Abbildung 2.4** zeigt das Prinzip, wie durch eine Aufteilung in kurze Teillichtbögen der Spannungsfall insgesamt erhöht wird.

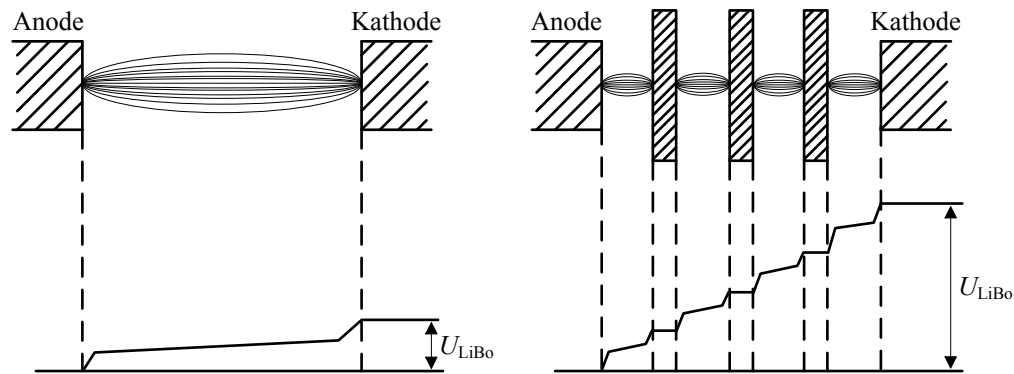
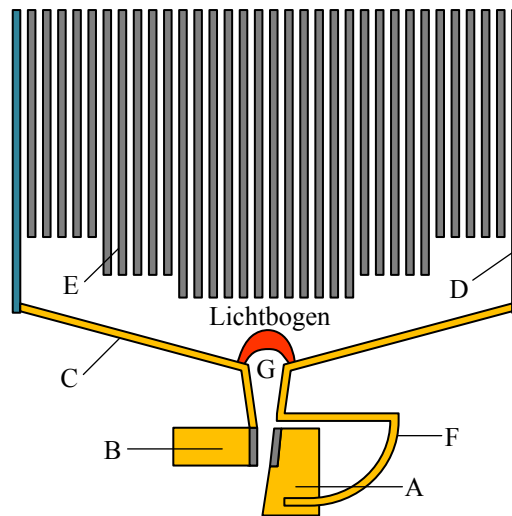


Abbildung 2.4: Prinzip der Erhöhung der Gesamtspannung durch eine Aufteilung in mehrere kurze Teillichtbögen – Abbildung nach [Lin 1987]

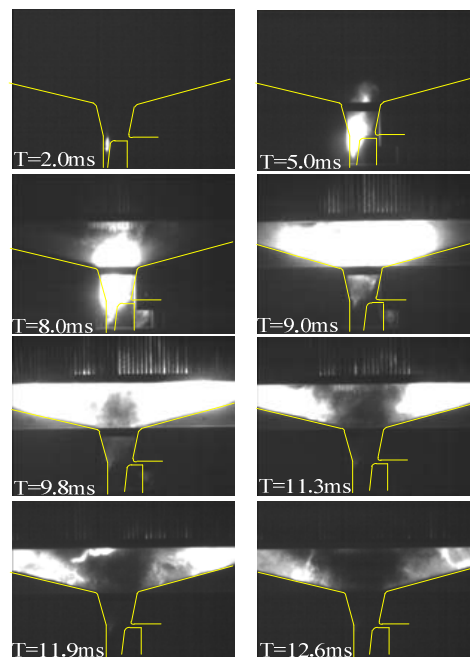
In **Abbildung 2.5** sind ein schematischer Aufbau eines Löschkammerschalters sowie einige Einzelbilder einer Hochgeschwindigkeitsaufnahme eines Ausschaltvorgangs zur Verdeutlichung dargestellt.

Lastschalter mit Lichtbogenhörnern bestehen typischerweise aus zwei Kontaktsystemen: einem Hauptkontaktsystem, welches den Strom im eingeschalteten Zustand führt, und einem Hilfskontaktsystem, das im Schaltfall den Stromfluss übernimmt und dem entstehenden Schaltlichtbogen durch Führungsschienen (Lichtbogenhörner) die Möglichkeit gibt, nach oben zu wandern. Ist der Lichtbogen an den Spitzen der Lichtbogenhörner angelangt, dann brennt er von Spitze zu Spitze und weitet sich nach oben hin weiter aus. Dabei verlängert sich die Lichtbogensäule, sodass der Spannungsbedarf der Schalteranordnung ansteigt. Je nach Stromhöhe und Netzspannung kann der Lichtbogen mehrere Meter lang werden. Bei ausreichend hoher Lichtbogenbrennspannung wird der Strom zu Null und der Lichtbogen erlischt.

⁷ Aufgrund der Lorenzkraft vergrößert der Lichtbogen die durch den geschlossenen Stromkreis aufgespannte Stromschleife. Durch zusätzliche externe magnetische Felder (z.B. Permanentmagnete, Spulen etc.) kann der Lichtbogen in seinem Bewegungsverhalten so beeinflusst werden, dass dieser Effekt verstärkt wird und sich damit positiv auf die Stromunterbrechung auswirkt.



- (a) Schematischer Aufbau: (A) beweglicher Kontakt, (B) fester Kontakt, (C) Lichtbogen-Führungsschienen, (D) isolierende Löschkammerwand, (E) Löschbleche, (F) flexibler Kupferanschluss, (G) Eingang zur Lichtbogenkammer – Abbildung nach [Ren 2013]



- (b) Einzelbilder einer Hochgeschwindigkeitsaufnahme eines Lichtbogens während eines Ausschaltvorgangs – Quelle: [Ren 2013] © 2013 IEEE

Abbildung 2.5: Schematischer Aufbau und Einzelbilder einer Hochgeschwindigkeitsaufnahme eines Ausschaltvorgangs eines Löschkammerschalters

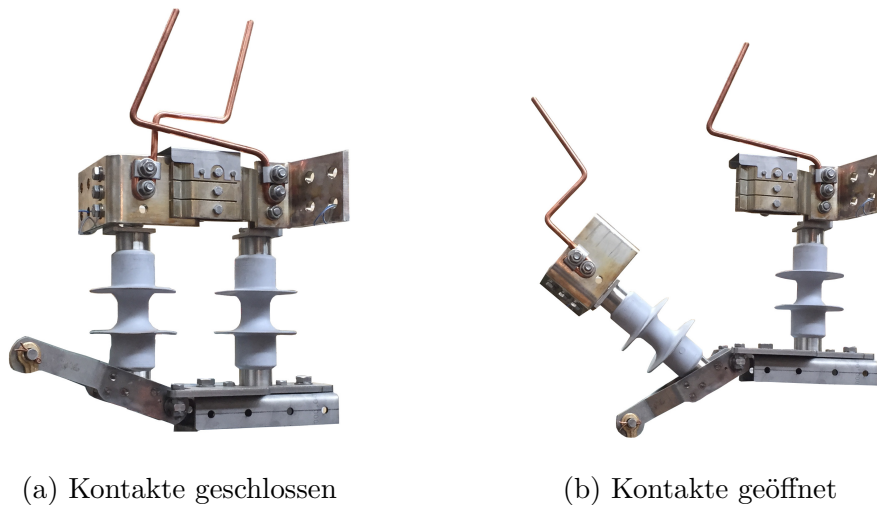


Abbildung 2.6: Fotos eines Lasttrennschalters mit Lichtbogenhörnern und einem Einfach-Kontaktsystem der Firma Siemens AG

Abbildung 2.6 zeigt Fotos eines solchen Schalters in geschlossener und geöffneter Schalterstellung.

Sowohl bei Löschkammerschaltern als auch bei Schaltern mit Lichtbogenhörnern dient atmosphärische Luft als Kühlmedium für den Lichtbogen. Der Einsatz anderer gängiger Löschmedien von Hochspannungsschaltgeräten (z.B. Öl, Schwefelhexafluorid (SF_6)) ist zwar theoretisch möglich, aber bei diesen Schaltgeräten nicht üblich. Bei beiden Schaltertypen wird die zum Ausschaltzeitpunkt im Netz vorhandene Energie im Lichtbogen umgesetzt. Es wird daher keine zusätzliche Beschaltung mit einem energieaufnehmenden Strompfad benötigt.

Löschkammerschalter werden in der Regel als Leistungsschalter und Schalter mit Lichtbogenhörnern als Lasttrenn- oder Lastschalter eingesetzt. Sie werden für Gleichstromnetze zur Versorgung elektrischer Bahnen mit Spannungen von $U_{\text{DC}} < 10 \text{ kV}$ verwendet. Für höhere Spannungsebenen ist dieses Schaltprinzip ungeeignet, da ein solches Schaltgerät extreme räumliche Ausmaße annehmen würde.

2.4.2 Mechanische Wechselstromschaltgeräte mit zusätzlicher externer Beschaltung

Die Unterbrechung von Gleichströmen mittels eines Wechselstromschaltgeräts (z.B. SF_6 -Schalter, Vakuumschaltröhre etc.) erfordert eine zusätzliche externe Beschaltung, da zur Stromunterbrechung ein Stromnulldurchgang die Grundvoraussetzung ist (Abbildung 2.2 (I.2.)). Neben dem Hauptstrompfad mit dem mechanischen Wechselstromschaltgerät werden mindestens ein Kommutierungspfad zur Erzeugung eines

künstlichen Stromnulldurchgangs sowie ein energieaufnehmender Strompfad benötigt. Im Kommutierungspfad sind typischerweise ein Kondensator und eine Induktivität in Reihe geschaltet. Die Induktivität kann entweder als diskretes Bauteil oder als Streuinduktivität vorhanden sein. Während eines Ausschaltvorgangs erzeugt dieser RLC-Schwingkreis eine Stromschwingung und den damit benötigten Stromnulldurchgang im Hauptstrompfad. Im energieaufnehmenden Strompfad sind meist Überspannungsableiter oder lineare bzw. nichtlineare Widerstände verbaut. Die zum Zeitpunkt eines Ausschaltvorgangs im Netz vorhandene Energie muss von diesem Strompfad aufgenommen werden. Im Folgenden werden verschiedene Typen von mechanischen Gleichstromschaltern, deren Grundprinzip auf einer Stromschwingung basiert, vorgestellt.

Passiver Schwingkreis

Ein mechanischer Gleichstromschalter mit einem passiven Schwingkreis ist relativ einfach aufgebaut. In **Abbildung 2.7** ist exemplarisch das Schaltbild⁸ einer solchen Anordnung dargestellt.

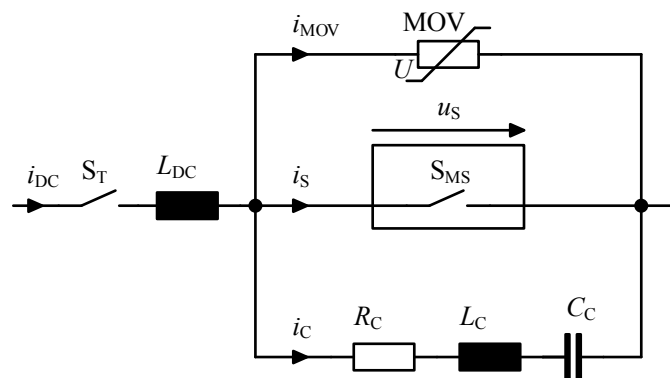


Abbildung 2.7: Schaltbild eines mechanischen Gleichstromschalters mit passivem Schwingkreis

Im Hauptstrompfad befindet sich das mechanische Schaltgerät S_{MS} . Da für dieses Schaltprinzip eine hohe Lichtbogenbrennspannung benötigt wird, können hier z.B. ölsolierte, luftisolierte oder SF_6 -isolierte Schaltgeräte verwendet werden. Die Lichtbogenbrennspannung von Vakuumschaltgeräten hingegen ist zu niedrig. Im parallelen Kommutierungspfad sind ein Kondensator C_C , eine Induktivität L_C und ein Widerstand R_C in Reihe geschaltet. Der Widerstand R_C entspricht dabei den ohmschen Leitungsverlusten. Parallel dazu befindet sich ein energieaufnehmender Strompfad

⁸ Hinweis: In den Schaltbildern und Abbildungen im Rahmen dieser Arbeit findet keine Differenzierung durch unterschiedliche Symbole der verschiedenen Schaltertypen (z.B. Trennschalter, Leistungsschalter, Hilfsschalter etc.) statt. Alle Schalter sind immer mit dem gleichen Schaltsymbol dargestellt.

mit einem Überspannungsableiter. Ein weiterer Schalter S_T (Trennschalter) sowie eine Induktivität L_{DC} zur Begrenzung der Steilheit des Stromanstiegs im Fehlerfall sind in Reihe zu diesen drei parallelen Strompfaden geschaltet.

Im normalen Betriebszustand sind die Schalter S_{MS} und S_T geschlossen, und der Gleichstrom kann fließen. Im Falle eines Ausschaltvorgangs wird der Schalter S_{MS} geöffnet und es entsteht ein Schaltlichtbogen zwischen den metallischen Kontakten des Schaltgeräts. Die physikalische Voraussetzung für eine Stromunterbrechung mit einem passiven Schwingkreis ist die nichtlineare Kennlinie eines Schaltlichtbogens („negativer differentieller Widerstand“). Wird parallel zu einem Lichtbogen mit einer fallenden Spannungs-Strom-Kennlinie ein einfacher Schwingkreis geschaltet, so entsteht eine aufklingende Stromschwingung, die den zur Gleichstromunterbrechung benötigten Stromnulldurchgang im Schaltgerät erzeugt. Nach [Ruo 1985], [Pau 1988] oder [Mok 2014] kann für den Strom i_S während des Ausschaltvorgangs die Differentialgleichung 2.1 angenommen werden.

$$L_C \frac{d^2 i_S}{dt^2} + \left(R_C + \frac{\partial u_{LiBo}}{\partial i_S} \right) \frac{di_S}{dt} + \frac{1}{C_C} i_S = \frac{i_{DC}}{C_C} \quad (2.1)$$

Eine Näherungslösung für die Differentialgleichung 2.1 ist Gleichung 2.2:

$$i_S = i_{DC} \left[1 + e^{-\left(R_C + \frac{\partial u_{LiBo}}{\partial i_S} \right) \frac{t}{2 \cdot L_C}} \cdot \sin(\omega_C \cdot t) \right] \quad (2.2)$$

mit der Kreisfrequenz $\omega_C = \frac{1}{\sqrt{L_C \cdot C_C}}$ bzw. der Frequenz $f_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_C \cdot C_C}}$ des Schwingkreises.

Gilt nun $\left(R_C + \frac{\partial u_{LiBo}}{\partial i_S} \right) < 0$, so ist der Exponent in der e -Funktion positiv und der Term beschreibt eine oszillierende Stromschwingung mit ansteigender Amplitude. Der Term $\frac{\partial u_{LiBo}}{\partial i_S}$ spiegelt die Steilheit der fallenden Spannungs-Strom-Kennlinie wider. Je größer der negative Wert von $\frac{\partial u_{LiBo}}{\partial i_S}$ und je kleiner der Widerstand R_C , desto schneller schwingt der Strom auf. Damit es zu einer oszillierenden Stromschwingung mit ansteigender Amplitude kommt, muss die Kreisfrequenz ω_C des Schwingkreises passend zur Zeitkonstante θ des Lichtbogens im Schaltgerät gewählt werden. Die Zeitkonstante θ ist dabei ein Maß für die Änderungsgeschwindigkeit der Leitfähigkeit des Lichtbogens. Die statische Kennlinie eines Schaltlichtbogens ist als teilweise gestrichelte Kurve (1) in **Abbildung 2.8** zu sehen. Die drei Kurvenverläufe in **Abbildung 2.8** zeigen das Verhalten bei verschiedenen Zeitkonstanten des parallelen Schwingkreises:

- Fall 1, $\theta \ll \frac{1}{\omega}$:
Ist die Lichtbogenzeitkonstante sehr viel kleiner als $\frac{1}{\omega}$, so entspricht die dem Lichtbogen zugeführte Leistung näherungsweise den Verlusten, und die Lichtbogenspannung kann dem oszillierenden Strom entlang der statischen Kenn-

linie (Abbildung 2.8 Kurve (1)) folgen. Die Amplitude der Stromschwingung wird größer, und der Strom im Schalter wird dabei kurzzeitig zu Null. Das Schaltgerät kann den Strom nun unterbrechen, der Strom kommutiert vollständig auf den Kommutierungspfad und der Lichtbogen erlischt.

- Fall 2, $\theta \gg \frac{1}{\omega}$:
Ist die Lichtbogenzeitkonstante sehr viel größer als $\frac{1}{\omega}$, so kann der Lichtbogen seine Leitfähigkeit nicht schnell genug an die Stromänderung anpassen. Er verhält sich wie ein ohmscher Widerstand (Abbildung 2.8 Kurve (2)). Es entsteht eine gedämpfte Stromschwingung. Durch die abklingende Schwingung pendeln sich die Lichtbogenspannung und der Strom auf ihren vorgegebenen Gleichspannungs- und Gleichstromwerten ein. Der Strom wird also nicht unterbrochen.
- Fall 3, $\theta < \frac{1}{\omega}$:
Ist die Lichtbogenzeitkonstante geringfügig kleiner als $\frac{1}{\omega}$, so ergibt sich der Verlauf von Kurve (3) in Abbildung 2.8. Dies ist der typische Verlauf bei einem Ausschaltvorgang.

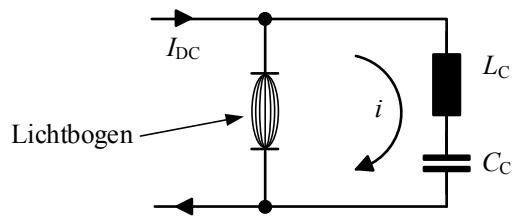
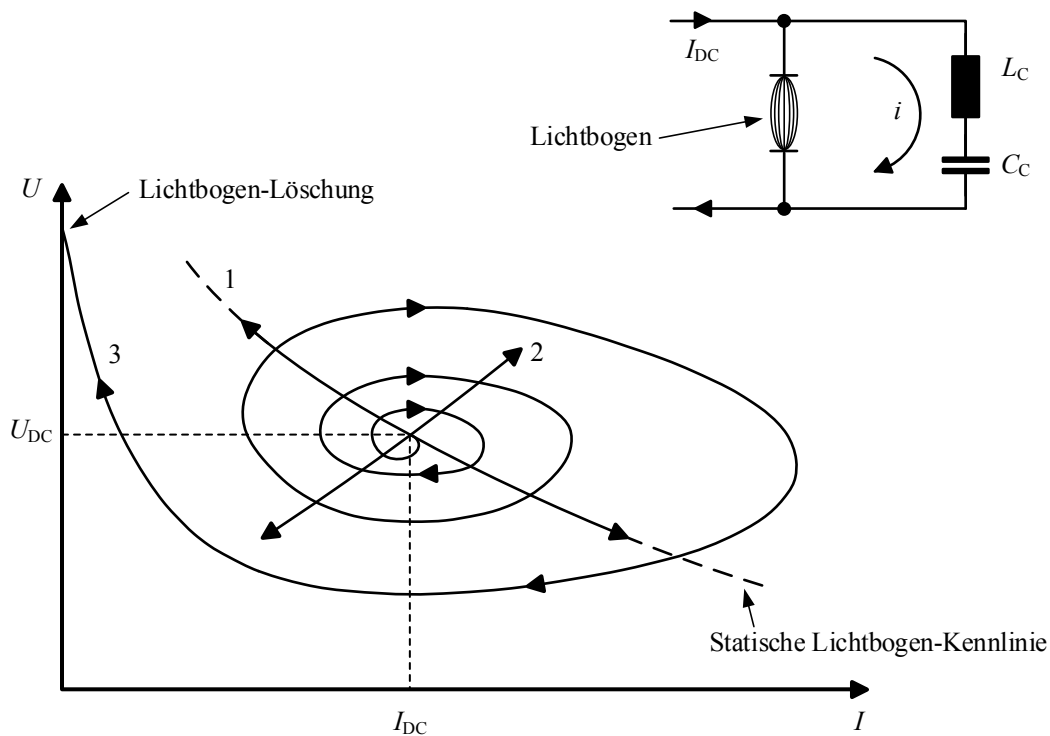


Abbildung 2.8: Spannungs-Strom-Kennlinien eines Lichtbogens bei verschiedenen Schwingkreisparametern (Kurve (1): $\theta \ll \frac{1}{\omega}$; Kurve (2): $\theta \gg \frac{1}{\omega}$; Kurve (3): $\theta < \frac{1}{\omega}$) – Abbildung nach [Lee 1985]

Nach [Lee 1985] gibt es für die Zeitkonstante θ des Lichtbogens einen kritischen Wert θ_C , ab dem der Lichtbogen instabil wird:

$$\theta < \theta_C$$

$$\theta_C = -\frac{1}{2} \cdot r_{\text{LiBo}} \cdot C_C + \sqrt{\frac{1}{4} \cdot r_{\text{LiBo}}^2 \cdot C_C^2 - \frac{r_{\text{LiBo}}}{R_{\text{LiBo}}} \cdot L_C \cdot C_C} \quad (2.3)$$

mit $r_{\text{LiBo}} < 0$, wobei r_{LiBo} den dynamischen Lichtbogenwiderstand und R_{LiBo} den Gleichspannungswiderstand des Lichtbogens darstellt. Sind die Schwingkreisparameter auf den Lichtbogen entsprechend abgestimmt, so entsteht beim Ausschaltvorgang eine Stromschwingung mit ansteigender Amplitude, die den Wert des auszuschaltenden Gleichstroms erreicht, wodurch der Strom im Schaltgerät zu Null wird bzw. es zu einem Nulldurchgang (ND) kommt. Im Idealfall unterbricht das Schaltgerät im Hauptpfad den Strom, sodass dieser auf den parallelen Pfad mit dem RLC-Schwingkreis kommutiert und den Kondensator auflädt. Erreicht die Ladespannung des Kondensators den Schutzpegel⁹ des Überspannungsableiters, kommutiert der Strom nun auf den energieaufnehmenden Strompfad. Der Überspannungsableiter nimmt die zum Ausschaltzeitpunkt im Netz vorhandene Energie auf und zwingt den Strom zu Null. Nun kann der vorgelagerte Trennschalter S_T nahezu stromlos geöffnet werden, um eine galvanische Trennung herzustellen und Leckströme über den Überspannungsableiter und den Kommutierungspfad zu unterbinden. Der Gleichstrom ist damit erfolgreich unterbrochen.

Die Hauptvorteile eines mechanischen Schalters mit passivem Schwingkreis sind der relativ einfache Aufbau, der Verzicht auf zusätzliche geladene Energiespeicher und Energiequellen sowie weitere Schalter und damit verbundene aufwendige Ansteuerungen. Nachteilig sind die langen Ausschaltzeiten (Gesamtzeit von bis zu 60 ms, [Buc 2014], [Mob 2014]), der relativ große parallele RLC-Schwingkreis¹⁰ und die beschränkte Stromhöhe (abhängig vom verwendeten Schaltgerät), bis zu der dieses Prinzip funktioniert. Bei zu hohen Strömen (ab ca. 5 – 6 kA) wird die negative Steigung der Spannungs-Strom-Kennlinie (Abbildung 2.8 Kurve (1)) zu gering bzw. tendiert gegen Null. In [Sak 1981], [Lee 1985], [Ruo 1985], [Bac 1985], [Vit 1985],

⁹ Ein heutzutage üblicher MO-Überspannungsableiter verfügt über keinen harten Schalterpunkt, ab dem er vom hochohmigen in den leitfähigen Zustand überwechselt. MOVs besitzen einen fließenden Übergangsbereich (siehe z.B. Abbildung 6.1 in Kapitel 6). Der Schutzpegel ist in diesem Zusammenhang also kein fester, statischer Wert, sondern kennzeichnet einen Betriebszustand, in dem der MOV zunehmend leitfähig wird. Der Einfachheit halber wird in dieser Arbeit der Begriff Schutzpegel verwendet und angenommen, dass dieser Spannungswert am MOV nicht überschritten werden kann.

¹⁰ In [Wal 2013] werden verschiedene Möglichkeiten beschrieben, wie durch eine geeignete Konstruktion des mechanischen Schaltgeräts Einfluss auf die Größe des Schwingkreises genommen werden kann.

[Pau 1988], [Ito 1997], [AH 2001], [Nak 2001] oder [Les 2012] werden verschiedene Versionen und Ausführungsvarianten (für höhere Leistungen auch Serien- oder Parallelschaltungen von mehreren Schaltereinheiten) eines mechanischen Schalters mit passivem Schwingkreis beschrieben. Dabei liegen die maximalen Werte im Bereich von 500 kV bei 4 kA [Pau 1988] bzw. 5,3 kA [Pen 2012]. Eingesetzt werden solche Schaltgeräte z.B. als Lastschalter oder MRTS in HVDC-Systemen. Aufgrund der langen Ausschaltzeiten sind sie als Leistungsschalter eher nicht geeignet (ggf. nur in HVDC-Systemen mit „current-source converter“¹¹ (CSC) wegen relativ großer Netzinduktivitäten [Fra 2011]).

Aktiver Schwingkreis

Mechanische Gleichstromschalter mit aktivem Schwingkreis basieren auf einem vorgeladenen Kondensator im Kommutierungspfad bzw. im RLC-Reihenschwingkreis. **Abbildung 2.9** zeigt exemplarisch ein vereinfachtes Schaltbild eines solchen Gleichstromschalters.

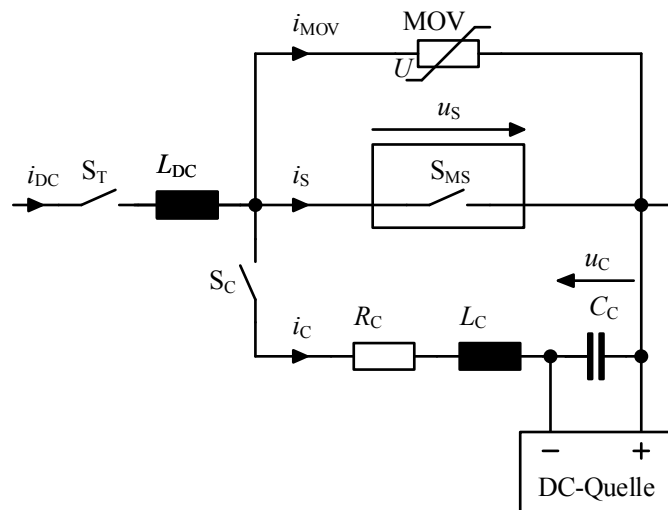


Abbildung 2.9: Schaltbild eines mechanischen Gleichstromschalters mit aktivem Schwingkreis

Wie bei einem Gleichstromschalter mit passivem Schwingkreis ist im Hauptstrompfad ein mechanisches Schaltgerät S_{MS} verbaut. Dieses Schaltgerät muss, anders als bei dem zuvor vorgestellten Schaltprinzip mit passivem Schwingkreis, keine hohe Lichtbogenbrennspannung aufweisen. Der Einsatz eines Vakuumschalters ist hier problemlos möglich. Im parallelen Kommutierungspfad befinden sich ein Hilfsschalter S_C (im weiteren Verlauf als Drauf- oder Zuschalter bezeichnet), die Induktivität L_C , der Widerstand R_C (ohmsche Verluste, idealerweise vernachlässigbar klein) und der vorgeladene Kondensator C_C . Der Drauf- oder Zuschalter S_C

¹¹ Netzgeführter Stromrichter, auch „line commutated converter“ (LCC) genannt

sollte idealerweise ein Schalter sein, der besonders schnell einschalten und mit hohen Stromsteilheiten umgehen kann (z.B. ein Halbleiterschalter, eine triggerbare Vakuum-/Funkenstrecke etc.). In der in Abbildung 2.9 gezeigten Schalteranordnung wird der Kondensator C_C über eine zusätzliche parallel zum Kondensator angeschlossene isolierte Gleichspannungsquelle aufgeladen. Die zum Ausschaltzeitpunkt im Netz vorhandene Energie wird bei dieser Anordnung in einem weiteren parallelen energieaufnehmenden Strompfad durch einen Überspannungsableiter aufgenommen. Auch bei diesem Gleichstromschalter werden ein vorgelagerter Trennschalter S_T sowie eine Induktivität L_{DC} zur Begrenzung des Stromanstiegs im Fehlerfall verwendet.

Im normalen Betriebszustand sind der Trennschalter S_T und der Leistungsschalter S_{MS} geschlossen. Der Draufschalter S_C ist geöffnet und der Kondensator C_C aufgeladen. Soll der Gleichstrom ausgeschaltet werden, so wird zuerst der Schalter S_{MS} geöffnet, sodass ein Schaltlichtbogen zwischen seinen Kontakten entsteht. Sobald der Antrieb von S_{MS} einen ausreichend großen Kontaktabstand hergestellt hat, um nach erfolgreicher Stromunterbrechung der transienten wiederkehrenden Spannung¹² (TRV) stand zu halten, wird der Draufschalter S_C eingeschaltet. Der RLC-Reihenschwingkreis ist damit geschlossen, und der Kondensator kann sich entladen. Der Stromfluss des entstehenden Stromimpulses ist dabei dem Stromfluss im Hauptstrompfad entgegen gerichtet, sodass der Strom im Schalter S_{MS} einen Stromnulldurchgang erfährt. Idealerweise unterbricht S_{MS} den Strom im Nulldurchgang, sodass der Strom auf den parallelen RLC-Strompfad kommutiert und der Kondensator C_C in entgegengesetzter Polarität aufgeladen wird. Erreicht die Kondensatorspannung den Schutzpegel des Überspannungsableiters im energieaufnehmenden Strompfad, so kommutiert der Strom in diesen Zweig, und der Überspannungsableiter nimmt die zum Schaltzeitpunkt im Netz gespeicherte Energie auf. Damit Leckströme über den Überspannungsableiter und den Kommutierungspfad verhindert werden, kann im Anschluss der Trennschalter S_T nahezu stromlos geöffnet werden. Der Kondensator C_C kann durch die Gleichspannungsquelle¹³ (DC-Quelle in Abbildung 2.9) wieder umgeladen werden, sodass der Gleichstromschalter für einen erneuten Ausschaltvorgang vorbereitet ist. Der Ausschaltvorgang ist damit abgeschlossen.

Im Vergleich zu einem mechanischen Gleichstromschalter mit passivem Schwingkreis bedeutet der Mehraufwand bei einem Schalter mit aktivem Schwingkreis einen wesentlich schnelleren und exakt bestimmbaren Unterbrechungszeitpunkt eines Gleichstroms. Der limitierende Faktor ist hier die Schaltgeschwindigkeit des Leistungsschalters S_{MS} . Die Verzugszeiten von aktuell kommerziell verfügbaren Standardantrieben von Wechselstromschaltgeräten liegen im Bereich von ca. 20 – 40 ms. Alternative Antriebskonzepte (z.B. elektromagnetische Antriebe) bieten hier jedoch noch einiges an Potential für kürzere Ausschaltzeiten im einstelligen Millisekundenbereich. Ne-

¹² Englisch: „transient recovery voltage“

¹³ Während des Ausschaltvorgangs sollte die Ladequelle zum Schutz vom Kondensator mechanisch getrennt oder elektrisch entkoppelt werden.

ben diesen Vorteilen ist durch den Einsatz eines aktiven Schwingkreises die Auswahl an mechanischen Schaltgeräten nicht durch die Lichtbogenbrennspannung eingeschränkt, und der parallele Schwingkreis kann deutlich kleiner und kosteneffizienter aufgebaut werden.

Einige Beispiele und Varianten von mechanischen Gleichstromschaltern mit aktivem Schwingkreis werden in [GL 1972], [AC 1978], [Pre 1982], [Zyb 2000], [AH 2001], [EJJ 2004], [Suz 2007], [Alf 2008], [NYM 2010], [Shi 2010], [GV 2014b], [EBH 2014], [Liu 2015a], [Liu 2015b], [Lil 2015], [Kim 2015a], [Tok 2015], [Tah 2015] oder auch [Lim 2016] beschrieben. Serienschaltungen von mehreren Schaltern gleichen oder verschiedenen Typs (z.B. eine Reihenschaltung von Vakuumschaltröhren, eine Reihenschaltung von SF₆-Schaltern oder Kombinationen dieser beiden Wechselstromschalter) zur Erhöhung der Spannung des Gleichstromschalters werden beispielsweise in [GBK 1972], [DIP 1979], [Yan 1982], [Sen 1984], [Ari 1985], [Tok 1987], [BMM 1988], [Ben 1991] [PZB 2009], [Guo 2013], [GV 2013], [Zha 2014] oder [Shi 2015] vorgestellt.

Für einen mechanischen Gleichstromschalter mit aktivem Schwingkreis ist der vorgeladene Kondensator elementar wichtig. Bei dem in Abbildung 2.9 gezeigten Gleichstromschalter wird der Kondensator C_C über eine zusätzliche isolierte Gleichspannungsquelle aufgeladen. Alternativ kann der Kondensator C_C , je nach Aufbau des Gleichstromschalters, auch direkt über das angeschlossene Gleichstromnetz geladen werden. Beispiele für Gleichstromschalter, bei denen eine Aufladung mit Hilfe des angeschlossenen Gleichstromnetzes erfolgt, sind in [Ari 1985], [Tok 1987], [Guo 2013], [Kim 2015a], [Kim 2015b], [Shi 2015] oder [Lim 2016] beschrieben. Je nach Position des Kondensators wird dieser entweder vor dem Schließen des Schalters im Hauptstrompfad oder erst bei geschlossenem Gleichstromschalter aufgeladen. Dabei erfolgt die Aufladung entweder in oder entgegen der Stromrichtung des Schalters.

In **Abbildung 2.10** sind zwei einfache Varianten für Gleichstromschalter mit einer Aufladung des Kondensators über das angeschlossene Netz dargestellt. In Abbildung 2.10a wird bei der eingezeichneten Stromrichtung des Gleichstroms i_{DC} der Kondensator während des normalen Betriebs aufgeladen. Ein sofortiges Ausschalten, wie es beim Einschalten auf einen bestehenden Kurzschluss erforderlich wäre, ist daher ggf. kritisch (diese Problematik kann z.B. durch einen dem Gleichstromschalter nachgelagerten Trennschalter umgangen werden). In dieser Variante erfolgt der Strom-Null-Impuls beim Schließen des Draufschalters S_C entgegen dem Strom i_S im mechanischen Schalter S_{MS} .

In Abbildung 2.10b wird der Kondensator vor dem Einschalten durch das angeschlossene Gleichspannungsnetz aufgeladen. Wird dieser Gleichstromschalter auf einen Kurzschluss eingeschaltet, so kann der Ausschaltvorgang direkt eingeleitet werden. Bei der Verschaltung nach Abbildung 2.10b ist der Kondensator so aufgeladen, dass der Stromimpuls des RLC-Reihenschwingkreises beim Schließen des Draufschalters S_C dem Strom i_S im mechanischen Schaltgerät zunächst gleichsinnig überlagert wird und nach einer halben sinusförmigen Stromschwingung der Kondensator umgeladen ist. Die nächste Stromschwingung bewirkt dann einen Stromnulldurchgang im me-

chanischen Schalter S_{MS} , und der weitere Verlauf des Ausschaltvorgangs verläuft wie oben beschrieben. Bei beiden Schaltervarianten (Abbildung 2.10) sollte der Kondensator vor einer Entladung bei einem Kurzschluss im angeschlossenen Gleichspannungsnetz durch entsprechende Maßnahmen (z.B. eine Diode D_L im Strompfad zur Aufladung des Kondensators) geschützt werden.

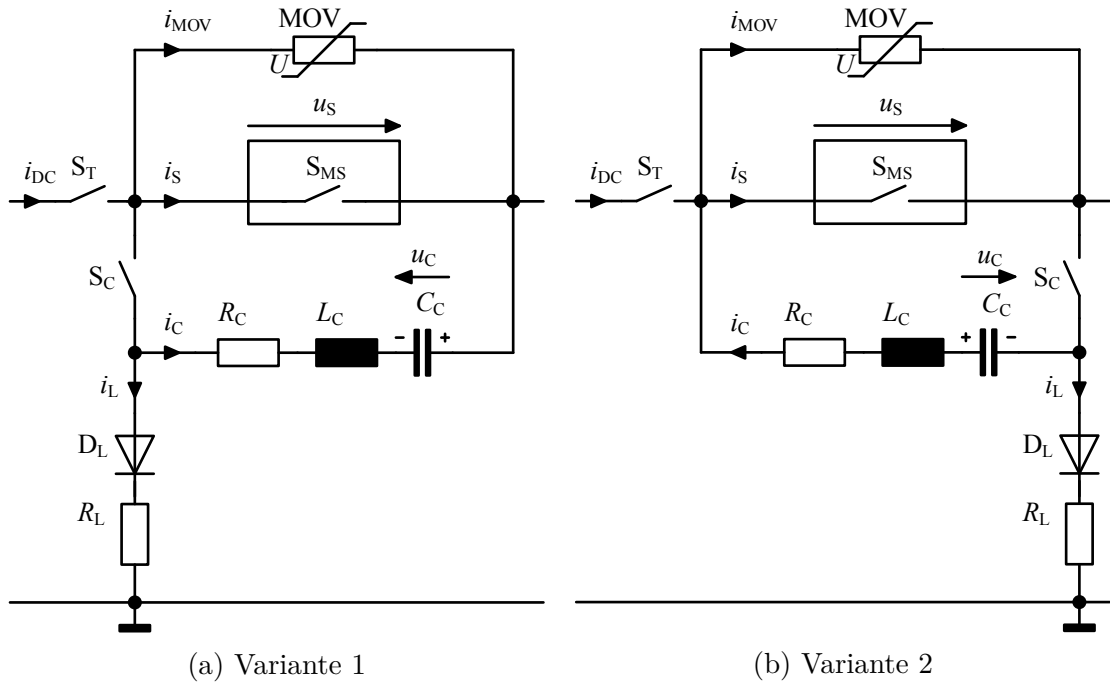


Abbildung 2.10: Schaltbilder mechanischer Gleichstromschalter mit aktivem Schwingkreis – die Aufladung der Kondensatoren erfolgt über das jeweilige angeschlossene Gleichspannungsnetz

Abbildung 2.11 zeigt zwei weitere Verschaltungen aus [Mok 2014] zur Aufladung des Kondensators eines mechanischen Gleichstromschalters. Der Kondensator wird dabei durch das angeschlossene Netz und über den Betriebs- bzw. den Fehlerstrom aufgeladen. Unter normalen Bedingungen ist der Schalter S_1 geschlossen, die Schalter S_2 , S_3 und S_4 sind geöffnet, und der Betriebsstrom kann ungehindert fließen. Bezogen auf die Stromrichtung des Gleichstromschalters ist der Kondensator C_C entgegengesetzt aufgeladen.

Im Fall eines Ausschaltvorgangs werden bei der Variante in Abbildung 2.11a der Schalter S_1 geöffnet und bei einem entsprechenden Kontaktabstand im mechanischen Schaltgerät die Schalter S_2 und S_3 geschlossen. Durch den gebildeten Schwingkreis von C_C und L_C entsteht eine Stromschwingung, die einen künstlichen Stromnulldurchgang im Schalter S_1 bewirkt. Der mechanische Schalter S_1 unterbricht den Strom, dieser kommutiert auf den Schwingkreis und lädt den Kondensator C_C auf. Ist der Kondensator C_C aufgeladen, so kommutiert der Strom auf den energieaufnehmenden Strompfad mit R_{lim} , und der Schalter S_2 kann stromlos öffnen. Die im

angeschlossenen Netz zum Ausschaltzeitpunkt vorhandene Energie kann abgebaut werden. Anschließend wird der Schalter S_4 geschlossen, sodass sich eine Stromschwingung über die Elemente S_4 - S_3 - L_C - C_C - S_4 ergibt. Der Schalter S_3 erfährt dabei einen Stromnulldurchgang und kann den Strom in seinem Pfad unterbrechen. Der Kondensator C_C wird wieder wie zu Beginn des Ausschaltvorgangs in entgegengesetzter Polarität umgeladen, und auch der Schalter S_4 kann nach dem Abklingen des Stromflusses über den Strompfad R_{lim} - L_C - C_C - S_4 stromlos öffnen.

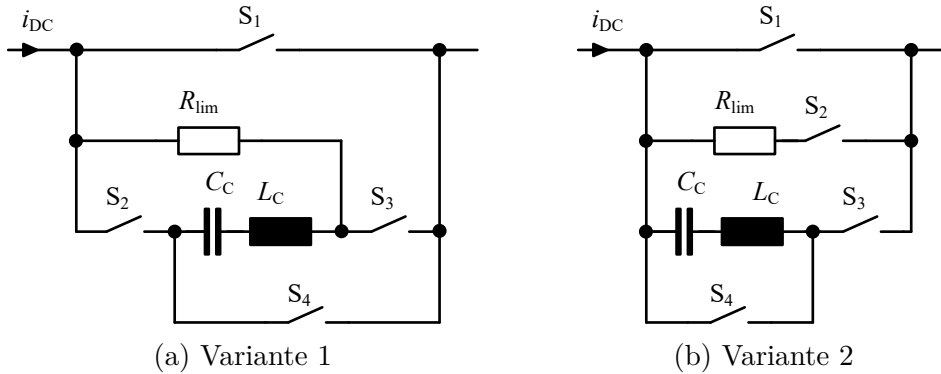


Abbildung 2.11: Schaltbilder mechanischer Gleichstromschalter mit aktivem Schwingkreis – die Aufladung der Kondensatoren erfolgt über den Betriebs- bzw. den Fehlerstrom – Abbildungen nach [Mok 2014]

Der Gleichstromschalter nach Abbildung 2.11b funktioniert im Prinzip ähnlich wie der zuvor beschriebene mechanische Gleichstromschalter mit aktivem Schwingkreis nach Abbildung 2.9. Im Schaltfall wird nach der Kontakttrennung im mechanischen Schaltgerät S_1 der Stromnulldurchgang durch die Stromschwingung, die beim Schließen von Schalter S_3 durch den Schwingkreis entsteht, erzwungen. Nach erfolgreicher Stromunterbrechung in S_1 kommutiert der Strom und lädt den Kondensator C_C auf. Ist der Kondensator aufgeladen, so wird der Schalter S_2 geschlossen, der Strom kommutiert erneut, die Energie im angeschlossenen Netz wird von R_{lim} übernommen, und der Schalter S_3 kann stromlos öffnen. Die Besonderheit bei diesem Gleichstromschalter liegt in dem zusätzlichen Schalter S_4 . Durch ein kurzzeitiges Schließen von S_4 kann nun der Kondensator C_C wieder umgeladen werden und ist damit für einen weiteren Ausschaltvorgang entsprechend vorbereitet.

Eine Kombination der Schaltung aus Abbildung 2.10b mit Aufladung des Kondensators über das angeschlossene Gleichspannungsnetz und der Idee, den Kondensator durch eine halbe Stromschwingung umzuladen, wie in Abbildung 2.11b dargestellt, wird in [Kim 2015a] bzw. in [Kim 2015b] gezeigt. Das Umladen des Kondensators erfolgt dabei unmittelbar vor dem Injizieren des Strom-Null-Impulses in das mechanische Schaltgerät.

Bei den zuvor beschriebenen Gleichstromschaltern ist der vorgeladene Kondensator durch das schnelle Umladen beim Einprägen des Strom-Null-Impulses und die

wiederkehrende Spannung nach der erfolgreichen Stromunterbrechung hohen Belastungen ausgesetzt. **Abbildung 2.12** zeigt eine Variante (siehe z.B. [Yan 1982] oder [Sen 1984]), in der ein vorgeladener Kondensator C_{C2} mit großer Kapazität zur Erzeugung des Strom-Null-Impulses mit Niederspannung betrieben wird. Im Kommutierungspfad befindet sich ein Kondensator C_{C1} mit geringerer Kapazität, der für hohe Spannungen ausgelegt ist. Im Schaltfall wird durch Schließen des Schalters S_C der Stromimpuls über einen Impulstransformator Tr_C auf Hochspannungspotential gebracht, um so den benötigten künstlichen Stromnulldurchgang im mechanischen Schaltgerät zu erzeugen. Der Kondensator C_{C1} im Kommutierungspfad wird nach erfolgreicher Stromunterbrechung aufgeladen und muss der wiederkehrenden Spannung standhalten können. Die Belastung wird damit auf zwei Kondensatoren verteilt.

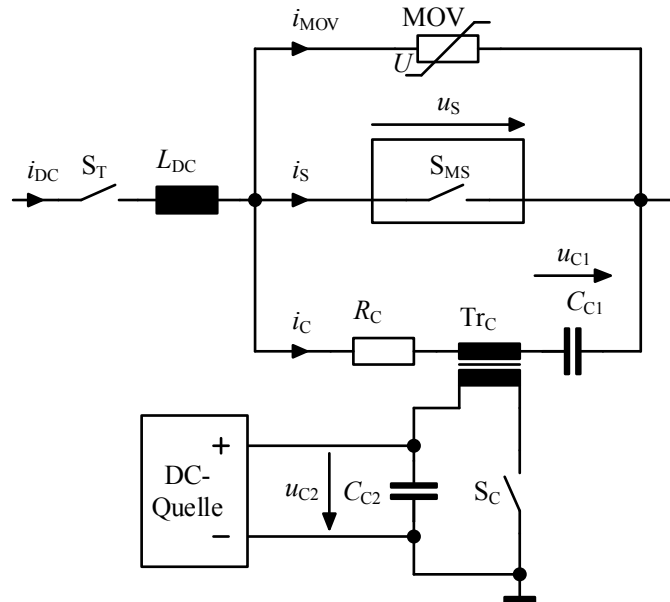


Abbildung 2.12: Schaltbild eines mechanischen Gleichstromschalters mit aktivem Schwingkreis und Impulstransformator

In [JS 1998] beschreiben die Autoren einen Gleichstromschalter, der ohne separaten Kondensator auskommt. Anstelle eines Kondensators wird eine „charge-storage diode“¹⁴ (CSD) verwendet. **Abbildung 2.13** zeigt das Schaltbild des Gleichstromschalters mit CSD.

Im normalen Betrieb fließt der Strom i_{DC} über den geschlossenen mechanischen Schalter. Im Schaltfall wird über einen Impulstransformator Tr_D die CSD durch einen hohen Stromimpuls in Vorwärtsrichtung „aufgeladen“. Der Stromimpuls i_D

¹⁴ Ladungsspeicherdiode – Dieser Halbleiterdiodentyp besitzt eine besonders lange Sperrverzugszeit (im Gegensatz zu Schalt- oder Gleichrichterdiolen), sodass sich die Diode nach einer Umpolung des Stroms von der Vorwärts- in die Sperrichtung bis zum Abbau der zuvor eingebrachten Ladung wie ein Kondensator verhält.

hat dabei dieselbe Richtung wie der Gleichstrom i_{DC} . i_D und i_{DC} addieren sich, so dass der Strom i_S kurzzeitig über den doppelten Wert hinaus ansteigt. Erreicht der Ladestrom der Diode seinen Maximalwert, so wird er auf der Primärseite des Impulstransformators Tr_D abgeschaltet. Besitzt der Kommutierungspfad mit der CSD eine geringe Streuinduktivität, so kann nun der Strom i_{DC} beim Öffnen der Kontakte des mechanischen Schalters sehr schnell auf diesen parallelen Strompfad kommutieren. Die Kontakttrennung im mechanischen Schalter erfolgt dabei fast ohne einen Schaltlichtbogen. Die CSD wirkt in diesem Augenblick für den Strom i_{DC} wie ein Kurzschluss und wird dabei „entladen“. Die zum Ausschaltzeitpunkt im angeschlossenen Netz vorhandene Energie wird dann im nächsten Schritt durch den energieaufnehmenden Strompfad übernommen und der Gleichstrom i_{DC} damit letztlich zu Null gebracht.

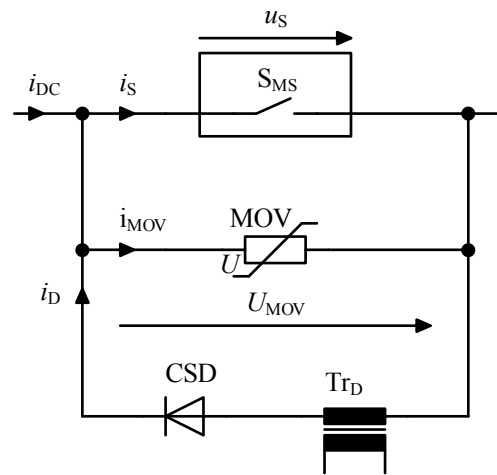


Abbildung 2.13: Mechanischer Gleichstromschalter mit „charge-storage diode“ und Impulstransformator – Abbildung nach [JS 1998]

Bei diesem Gleichstromschalter erfolgt das Einprägen des Stromimpulses in den Impulstransformator (wie z.B. auch in [Yan 1982], [Sen 1984] oder Abbildung 2.12) zum „Aufladen“ der CSD typischerweise mit Hilfe eines vorgeladenen Kondensators. Der geladene Kondensator muss dabei nicht auf hohem Potential (Isolation durch Impulstransformator Tr_D) betrieben werden. Um eine besonders schnelle Kontaktöffnung des mechanischen Schalters zu erreichen, wird als Antrieb für den Schalter ein „Thomson-Antrieb“¹⁵ eingesetzt. Damit besitzt der mechanische Gleichstromschalter mit der CSD zwar eine hohe Schaltgeschwindigkeit, ist allerdings laut [JS 1998] eher für Ströme und Spannungen im einstelligen Kiloampere- und Kilovolt-Bereich geeignet.

¹⁵ Ein Thomson-Antrieb ist ein elektromechanischer Antrieb, bei dem durch Einprägen eines sich schnell ändernden hohen Stromimpulses in einer Primärwicklung der zu bewegende leitfähige metallische Körper (z.B. Antriebsstange aus Aluminium) durch Induktion von Wirbelströmen ein Gegenmagnetfeld erzeugt und damit abgestoßen bzw. bewegt wird.

Der in [Sch 2012a], [WM 2013] oder [WM 2015] (auch in den Patenten [Mar 2013] und [GV 2014a]) beschriebene mechanische Gleichstromschalter mit aktivem Schwingkreis ist in modularer Bauweise realisiert. Der Aufbau ist dabei in drei Hauptelemente eingeteilt:

- „Hybrid Breaking Units“ (HB), bestehend aus einer Vakuumschaltröhre und einer parallelen Diode.
- „Damping Branches“ (DB), bestehend aus einer Reihenschaltung einer Diode und eines Überspannungsableiters.
- „Pulse Generator“ (PG), bestehend aus einer Reihenschaltung einer Diode, eines Ladewiderstandes und eines Kondensators. Parallel zum Kondensator sind eine Induktivität und ein Thyristor in Reihe geschaltet. Parallel zum Ladewiderstand und zum Kondensator ist ein Überspannungsableiter angeschlossen.

Der prinzipielle Aufbau des Gleichstromschalters ist in **Abbildung 2.14** dargestellt.

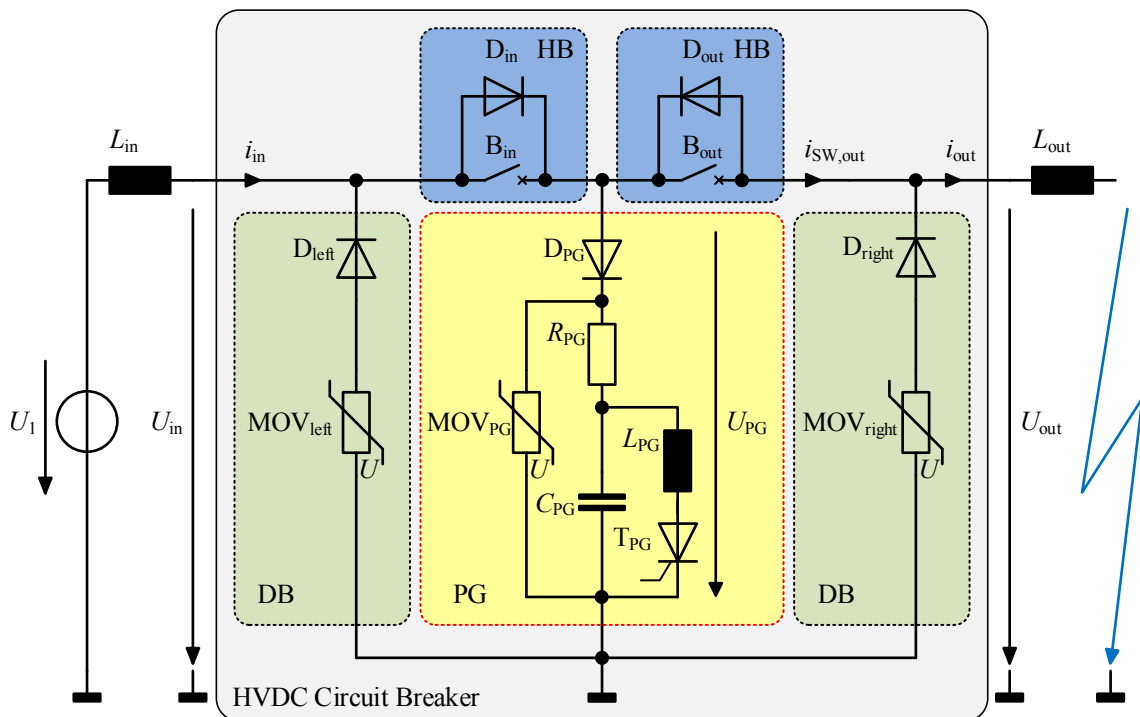


Abbildung 2.14: Mechanischer Gleichstromschalter mit aktivem Schwingkreis nach [Sch 2012a], [WM 2013] oder [WM 2015]

Im normalen Betriebszustand fließt der Strom über die beiden Vakuumschaltröhren B_{in} und B_{out} im Hauptstrompfad. Der Kondensator C_{PG} ist aufgeladen, da er über die Diode D_{PG} und den Ladewiderstand R_{PG} an das Gleichspannungsnetz angeschlossen ist. Auch im ausgeschalteten Zustand, wenn die Vakuumschaltröhren

B_{in} und B_{out} geöffnet sind, wird der Kondensator über das angeschlossene Gleichstromnetz durch die Dioden D_{in} oder D_{out} aufgeladen. Die Diode D_{PG} sorgt während des Ausschaltvorgangs für einen unidirektionalen Stromimpuls und verhindert ein Entladen des Kondensators im Falle eines Kurzschlusses in das angeschlossene Gleichstromnetz. Positive Überspannungen werden durch den Überspannungsableiter MOV_{PG} und den Kondensator C_{PG} begrenzt. Negative Überspannungen sowie die Energie der angeschlossenen Leitung nach dem Abschalten eines Kurzschlusses werden durch die Überspannungsableiter MOV_{Left} oder MOV_{Right} in den „Damping Branches“ (DB) aufgenommen. Durch die Induktivitäten L_{in} und L_{out} wird im Fehlerfall die Steilheit des ansteigenden Stroms begrenzt.

Im Falle eines Ausschaltvorgangs werden die Vakuumschaltröhren B_{in} und B_{out} geöffnet. Prinzipiell ist es auch ausreichend, wenn bei der in Abbildung 2.14 vorgegebenen Stromrichtung nur die Vakuumschaltröhre B_{out} geöffnet wird. Unmittelbar nach der Kontakttrennung entsteht in den Vakuumschaltröhren jeweils ein Lichtbogen. Ist der Kontaktabstand in den Vakuumschaltröhren ausreichend, um nach der erfolgreichen Stromunterbrechung der TRV standzuhalten, so wird der Thyristor T_{PG} gezündet. Der Kondensator C_{PG} wird über den Thyristor T_{PG} und die Induktivität L_{PG} umgeladen. Die Induktivität L_{PG} ist dabei so ausgelegt, dass der Thyristor T_{PG} nach dem Umladen des Kondensators beim Stromnulldurchgang wieder problemlos in den gesperrten Zustand übergehen kann. Ein erneuter Stromimpuls über den Strompfad mit T_{PG} und L_{PG} ist damit unterbunden. Da der Kondensator C_{PG} nun entgegengesetzt geladen ist, kann der Stromimpuls jetzt über die beiden „Damping Branches“ (DB), die Vakuumschaltröhren, die Diode D_{PG} und den Widerstand R_{PG} fließen. Aufgrund der Tatsache, dass der Gleichstromschalter symmetrisch aufgebaut ist, fließt jeweils die Hälfte des Stromimpulses über den linken Strompfad $MOV_{Left} - D_{Left} - B_{in}$ und den rechten Strompfad $MOV_{Right} - D_{Right} - B_{out}$. Bei der Stromflussrichtung, wie sie in Abbildung 2.14 gezeigt ist, wird damit der Gleichstrom im Vakuumschalter B_{in} positiv überlagert, wohingegen der Strom im Vakuumschalter B_{out} einen Stromnulldurchgang erfährt. Im Idealfall unterbricht der Schalter B_{out} den Stromfluss und der Lichtbogen erlischt. Der Gleichstrom im Vakuumschalter B_{in} kommutiert auf den „Pulse Generator“ (PG) und lädt den Kondensator C_{PG} auf. Wird der Schutzpegel des Ableiters MOV_{PG} erreicht, so kommutiert der Strom erneut, und der Überspannungsableiter übernimmt den Stromfluss.

Im Kurzschlussfall (siehe Abbildung 2.14) wird die zum Zeitpunkt des Ausschaltvorgangs gespeicherte Energie des dem Gleichstromschalter vorgelagerten Netzes (z.B. die Energie in der Induktivität L_{in}) durch den Überspannungsableiter MOV_{PG} aufgenommen, wohingegen die Energie des dem Gleichstromschalter nachgelagerten Netzes mit der Fehlerstelle (z.B. die Energie in der Induktivität L_{out}) durch den Überspannungsableiter MOV_{right} übernommen wird. Der Gleichstrom ist damit unterbrochen, und der Kondensator C_{PG} ist wieder für einen erneuten Ausschaltvorgang aufgeladen.

Der in Abbildung 2.14 gezeigte Gleichstromschalter ist für ein einpoliges HVDC-System (z.B. Übertragungssystem mit positiver Gleichspannung und Bezugspoten-

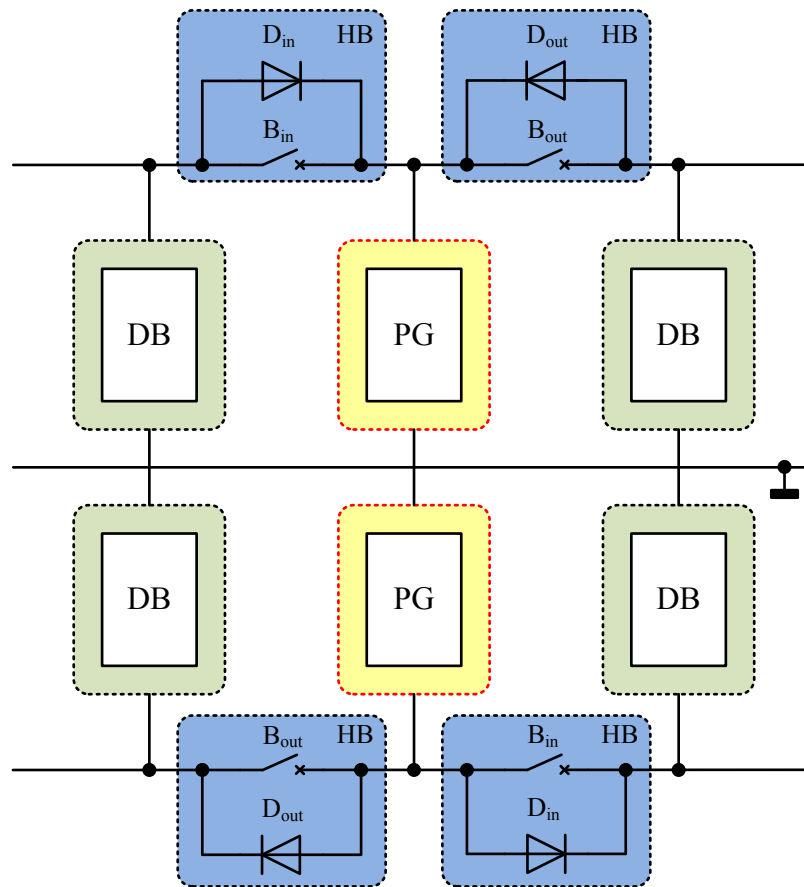


Abbildung 2.15: Variante des mechanischen Gleichstromschalters mit aktivem Schwingkreis nach [Sch 2012a], [WM 2013] oder [WM 2015] für ein zweipoliges HVDC-System

tial/Erde) geeignet. Aufgrund des modularen Aufbaus ist eine Erweiterung sehr einfach möglich. **Abbildung 2.15** zeigt den Aufbau des Gleichstromschalters für ein zweipoliges HVDC-System (Übertragungssystem mit positiver und negativer Gleichspannung und Bezugspotential/Erde).

2.4.3 Weitere mechanische Gleichstromschalter

Neben den zuvor beschriebenen Prinzipien zur Unterbrechung eines Gleichstroms durch ein mechanisches Schaltgerät mit einer zusätzlichen externen Beschaltung ergeben sich noch weitere Schaltkonzepte zur Unterbrechung von Gleichströmen mittels Gegenspannung oder Stromkommutierung. Diese lassen sich in die Kategorie „I. Mechanische Schaltkonzepte“ oder auch teilweise in „IV. Sonstige Schaltkonzepte“ gemäß Abbildung 2.2 einsortieren. Die meisten dieser Typen von Gleichstromschaltern sind entweder sehr aufwendig aufgebaut, nicht mehr zeitgemäß, oder

in ihrer Leistungsfähigkeit stark eingeschränkt und daher nicht interessant für den Einsatz in Mittel- oder Hochspannungs-Gleichstrom-Systemen. Einige dieser weiteren Gleichstromschalterkonzepte werden unter anderem in [Puc 1971], [BHK 1974], [GHL 1973], [HLK 1973], [LH 1974], [Hof 1976], [Emt 1980], [Cou 1982], [Gor 1983a], [Gor 1983b], [Jad 2009a], [Jad 2009b] oder [Liu 2015c] vorgestellt. Auf die einzelnen Beschreibungen dieser weiteren mechanischen Gleichstromschalter wird im folgenden verzichtet, da diese den Rahmen der Arbeit übersteigen und aus den genannten Gründen sowie für das Verständnis hier nicht relevant sind. Für detaillierte Informationen und Erläuterungen sei auf die genannten Literaturstellen verwiesen.

2.5 Gleichstrom-Halbleiterschalter

Gleichstrom-Halbleiterschalter werden ähnlich wie mechanische Gleichstromschalter mit zusätzlicher externer Beschaltung aus mehreren Strompfaden aufgebaut. Je nach verwendetem Halbleiter und zulässiger Stromrichtung sind mindestens zwei parallele Strompfade notwendig. Im Hauptstrompfad befinden sich schaltbare Halbleiterbauelemente, zu denen parallel ein energieaufnehmender Strompfad geschaltet ist. Um im ausgeschalteten Zustand Leckströme über den Halbleiterschalter zu verhindern, wird den parallelen Strompfaden typischerweise ein gemeinsamer Trennschalter in Reihe vorgelagert.

Halbleiterschalter lassen sich in einschaltbare Halbleiter mit Thyristoren im Hauptstrompfad und ein- und ausschaltbare Halbleiter mit z.B. „Gate Turn-Off Thyristors“ (GTO), „Integrated Gate-Commutated Thyristors“ (IGCT), „Emitter Turn-Off Thyristors“ (ETO), „Insulated-Gate Bipolar Transistors“ (IGBT) oder „Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistors“ (MOSFET) im Hauptstrompfad einteilen. Je nach verwendetem Halbleitertyp sind verschiedene Varianten von Gleichstromschaltern mit Leistungshalbleitern möglich.

Tabelle 2.1: Maximale Kennwerte einiger Leistungshalbleitertypen (Stand 2015, Quellen: [Han 2014], [Win 2015], [Gri 2016])

Leistungs- halbleiter	Sperr- spannung	Vorwärts- spannung	Strom	Schalt- frequenz
Thyristor	10 kV	ca. 3 V	6 kA	einige kHz
GTO	6 kV	1,7 – 6 V	6 kA	ca. 0,5 kHz
IGCT	6,5 kV	2 – 4 V	5 kA	einige kHz
IGBT	6,5 kV	2 – 3 V	3,6 kA	ca. 20 kHz
MOSFET	1,2 kV	stromabhängig ¹⁶	1 kA	ca. 500 kHz

¹⁶ Im eingeschalteten Zustand verhalten sich MOSFETs wie Widerstände und haben einen Durchgangswiderstand im mΩ-Bereich, sodass der Spannungsfall in Vorwärtsrichtung von der Höhe des Laststroms abhängt.

Die verschiedenen Leistungshalbleiter, die für den Einsatz in Gleichstromschaltern interessant sind, besitzen je nach Typ unterschiedliche Eigenschaften und Leistungswerte, sodass abhängig von der Anwendung der entsprechende Halbleiter gewählt werden kann. In **Tabelle 2.1** sind einige typische Leistungswerte der wichtigsten heutzutage verfügbaren Leistungshalbleiter aufgelistet.

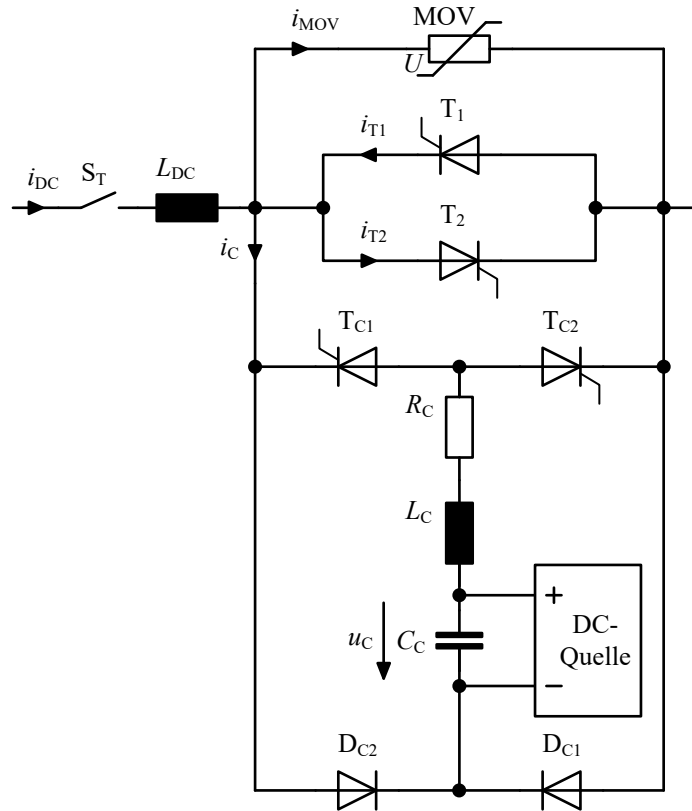
Ein besonders großer Vorteil von Gleichstromschaltern mit Leistungshalbleitern verglichen mit mechanischen Schaltern liegt in der hohen Schaltgeschwindigkeit. Damit ist es möglich, Fehlerströme binnen weniger Millisekunden zu unterbrechen und so den Stromanstieg auf hohe Werte frühzeitig zu verhindern. Nachteilig sind die relativ hohen Verluste im eingeschalteten Zustand, sodass Gleichstrom-Halbleiterschalter mit einer entsprechend ausgelegten Kühlung für den Dauerbetrieb ausgestattet werden müssen. Je nach Spannungshöhe oder Betriebsstrom im Netz müssen einige Leistungshalbleiter in Reihe oder parallel geschaltet werden, was eine nicht unerhebliche Verlustleistung des gesamten Schalters zur Folge hat.

2.5.1 Einschaltbare Halbleiter

In Gleichstromschaltern mit einschaltbaren Halbleitern werden typischerweise Thyristoren verwendet. Diese können zwar eine Vorwärtsspannung sperren, allerdings benötigen sie wie mechanische Schaltgeräte einen Stromnulldurchgang, um einen Strom in Vorwärtsrichtung wieder zu unterbrechen. Die Stromunterbrechung erfolgt daher mittels einer Stromschwingung bzw. eines Strom-Null-Impulses (Abbildung 2.2 (II.2.)). Damit ergeben sich prinzipiell ähnliche Varianten und Ausführungsbeispiele von Schaltern wie bei mechanischen Gleichstromschaltern mit aktivem Schwingkreis (Kapitel 2.4.2).

Da Thyristoren im Vergleich zu mechanischen Schaltern keine bewegten Kontakte besitzen, die im Schaltfall erst ausreichend weit geöffnet werden müssen, kann bei Bedarf eine Stromabschaltung sofort und damit schnell erfolgen. Anders als bei mechanischen Schaltern können Thyristoren allerdings den Strom nur in einer Richtung führen. Für einen bidirektionalen Schalter sind daher z.B. entweder zwei anti-parallel geschaltete Thyristoren oder zusätzliche Dioden in Form einer H-Brücke notwendig (vgl. Brückengleichrichter). Ein Beispiel für einen Gleichstromschalter mit Thyristoren ist in **Abbildung 2.16** dargestellt.

Im normalen Betrieb fließt der Strom im Gleichstromschalter in **Abbildung 2.16** über die Thyristoren T_1 oder T_2 . Im Fall eines Ausschaltvorgangs wird dem Strom i_{T1} in Thyristor T_1 mit dem Ansteuern des Thyristors T_{C1} bzw. dem Strom i_{T2} in Thyristor T_2 mit dem Ansteuern von T_{C2} durch den vorgeladenen Kondensator C_C ein Strom-Null-Impuls überlagert, sodass der jeweilige Thyristor den Stromfluss unterbrechen kann (Strompfad C_C - L_C - R_C - T_{C1} - T_1 - D_{C1} - C_C oder C_C - L_C - R_C - T_{C2} - T_2 - D_{C2} - C_C). Der Strom kommutiert auf den parallelen RLC-Schwingkreis und lädt den Kondensator C_C auf. Hat die Kondensatorspannung u_C den Schutzpegel des



In [CA 2010], [CA 2011], [CA 2012], [Pre 2013], [OMC 2014], [MC 2014], oder auch in [MOC 2015] wird ein Schaltprinzip mit Thyristor beschrieben, welches schnell ansteigende Fehlerströme in einem Gleichstromnetz allein durch Abschalten der Ansteuerung des Thyristors zügig unterbrechen kann. Dazu ist ein besonders leitfähiger Strompfad – ein Kurzschluss – notwendig. Lastströme können mit Unterbrechern dieses Typs ohne zusätzliche Beschaltung oder abschaltbare Halbleiter (z.B. Ersetzen des Thyristors durch einen GTO oder IGCT) nicht direkt ausgeschaltet werden. **Abbildung 2.17** zeigt eine mögliche Ausführungsvariante des Schaltprinzips. Im normalen Betriebszustand fließt der Strom über den Thyristor T_S , die Induktivität L_1 , die angeschlossene Last (C_L und R_L) und durch die Induktivität L_2 . Die

Kondensatoren C_1 und C_2 werden dabei über das angeschlossene Gleichstromnetz aufgeladen. Wird im Fehlerfall die Last (C_L und R_L) kurzgeschlossen, so entsteht ein Strompfad über den Thyristor T_S , den Kondensator C_1 , den Kurzschlusspfad G_F und den Kondensator C_2 . Dieser Strompfad besitzt eine deutlich niedrigere Induktivität als der Strompfad T_S - L_1 - G_F - L_2 . Auf der Ausgangsseite bzw. Kathode des Thyristors T_S liegt damit kurzzeitig eine Reihenschaltung der beiden geladenen Kondensatoren C_1 und C_2 vor, sodass hier kurzzeitig die doppelte Netzspannung anliegt. Da der Strom i_C der Kondensatoren dem Strom i_{DC} im Thyristor T_S entgegen gerichtet ist, wird dieser zu Null gezwungen, und der Thyristor T_S kann durch Abschalten der Ansteuerung den Gleichstrom i_{DC} unterbrechen.

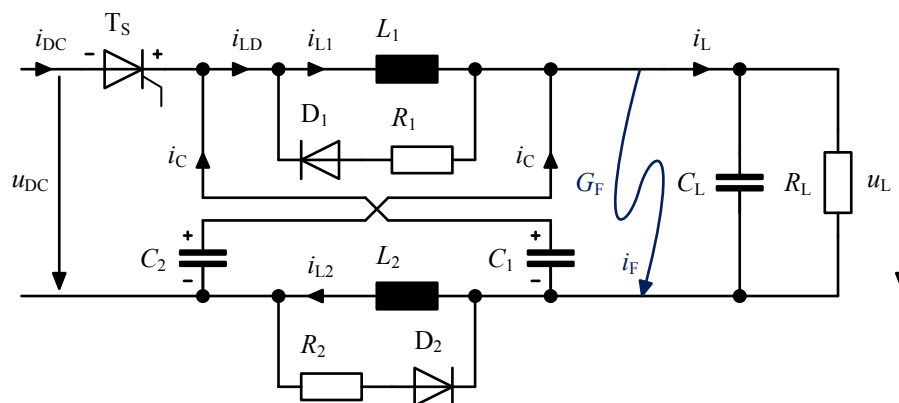


Abbildung 2.17: Gleichstrom-Halbleiterschalter mit einem Thyristor zur Abschaltung schnell ansteigender Fehlerströme (dargestellt sind die Verhältnisse bei einem lastseitigen Kurzschluss) – Abbildung nach [CA 2011]

In der Variante in Abbildung 2.17 sind neben den Reihenschaltungen aus jeweils einem Widerstand (R_1 , R_2) und einer Freilaufdiode (D_1 , D_2) parallel zu den Induktivitäten (L_1 , L_2) keine weiteren energieaufnehmenden Strompfade dargestellt. Je nach angeschlossener Last und gegebener Netztopologie werden parallel zum Thyristor, zum gesamten Schalter oder zwischen Hin- und Rückleiter weitere Überspannungsableiter benötigt. Weitere Details, modifizierte Schaltervarianten, so wie ausführlichere Erläuterungen und Berechnungen der Schaltvorgänge dieses Schaltertyps können den genannten Quellen entnommen werden.

2.5.2 Ein- und ausschaltbare Halbleiter

Für Gleichstromschalter mit ein- und ausschaltbaren Halbleitern existieren einige verschiedene Typen an Leistungshalbleitern (z.B. GTOs, IGCTs, ETOs, MOSFETs oder IGBTs). Die Auswahl des verwendeten Leistungshalbleiters wird durch die unterschiedlichen Eigenschaften, wie z.B. Verluste, Schaltgeschwindigkeit, Größe, Volumen, Aufbau, Art der Ansteuerung, Bauform, Art der Kühlung, Lebensdauer,

Kosten etc., beeinflusst. Der grundsätzliche Aufbau eines Halbleiterschalters mit ein- und ausschaltbaren Halbleitern ist relativ einfach.

Im Hauptstrompfad befinden sich die Leistungshalbleiter. Je nach geforderter Spannung und je nach Stromhöhe können dazu mehrere Halbleiter in Reihe oder parallel geschaltet werden. Für den bidirektionalen Betrieb können Leistungshalbleiter für jede Stromrichtung verwendet werden. Alternativ kann mit Hilfe einer H-Brücke die Stromrichtung durch den Halbleiter gleichgerichtet werden, sodass sich die Anzahl der schaltbaren Halbleiter halbiert. Zur Aufnahme der nach einem erfolgreichen Abschaltvorgang im Netz gespeicherten Energie werden in einem parallelen energieaufnehmenden Strompfad Überspannungsableiter benötigt.

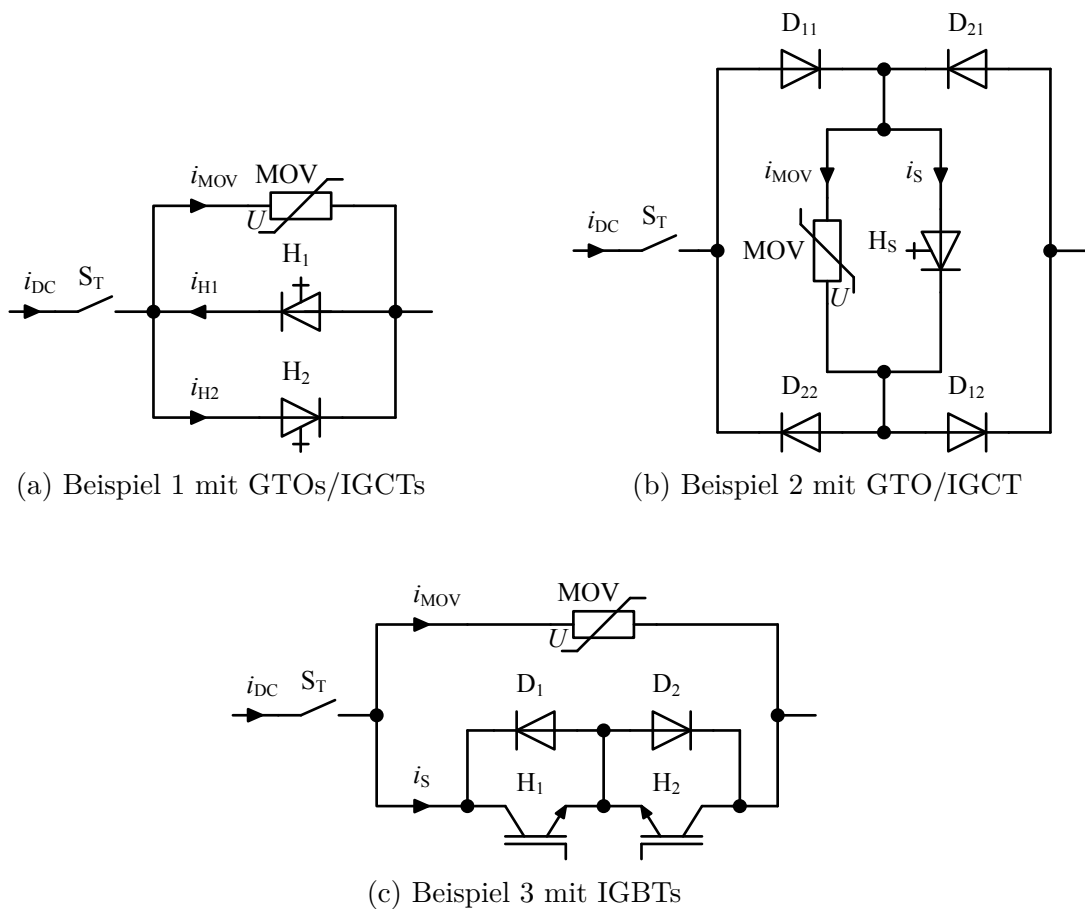


Abbildung 2.18: Beispiele für Gleichstrom-Halbleiterschalter mit ein- und ausschaltbaren Halbleitern

Abbildung 2.18 zeigt drei einfache Beispiele (jeweils ohne Induktivität zur Begrenzung des Stromanstiegs und je Stromrichtung nur ein Leistungshalbleiter) solcher Gleichstromschalter. Im normalen Betriebszustand fließt der Strom über die Leistungshalbleiter (Abbildung 2.18a über H_1 oder H_2 , Abbildung 2.18b über D_{11} - H_S - D_{12} oder D_{21} - H_S - D_{22} , Abbildung 2.18c über H_1 - D_2 oder H_2 - D_1). Im Schaltfall

wird der Strom (i_S , i_{H1} oder i_{H2}) im Hauptpfad mit Hilfe des entsprechenden Leistungshalbleiters durch das Erhöhen des Spannungsbedarfs des Schalters unterbrochen (Abbildung 2.2 (II.1.)). Der Strom kommutiert auf den energieaufnehmenden Strompfad. Der Überspannungsableiter nimmt die zum Ausschaltzeitpunkt im Netz vorhandene Energie auf, zwingt den Gleichstrom i_{DC} zu Null, und der vorgelagerte Trennschalter S_T kann nahezu stromlos öffnen. Damit ist der Ausschaltvorgang abgeschlossen.

Einige Beispiele und Einsatzmöglichkeiten für Gleichstromschalter mit ein- und ausschaltbaren Halbleitern werden in [JK 1986], [Ued 1993], [Zhe 2002], [LB 2002], [SMD 2002], [MHD 2004], [LCI 2005], [CP 2011], [KRG 2011], [JCB 2012], [ST 2012], [LRX 2014], [Li 2014], [Xia 2014], [NX 2014], [She 2015a] bzw. [She 2015b], [Mia 2015], [Fan 2015], [Jan 2015], [Arn 2015] oder [Ago 2015] vorgestellt. In [Lia 2014] werden Gleichstromschalter beschrieben, die auf dem Prinzip eines „DC/DC Choppers“¹⁷ basieren. Auch dieses Schaltprinzip verwendet ein- und ausschaltbare Leistungshalbleiter.

2.6 Hybride Gleichstromschalter

Hybride Gleichstromschalter sind Kombinationen aus mechanischen Schaltern und Halbleiterschaltern. Das Ziel ist es, die Vorteile der beiden Schaltertypen zu vereinen. Dies betrifft besonders die geringen Dauerverluste mechanischer Schalter im eingeschalteten Zustand sowie die Schaltgeschwindigkeit von Halbleitern im Fehlerfall. Je nach gewählter Topologie können durch die Kombination der beiden Schaltertypen sehr geringe Dauerverluste und Schaltzeiten im einstelligen Millisekundenbereich erreicht werden.

Hybride Gleichstromschalter bestehen meist aus einem Hauptstrompfad mit einem besonders schnellen mechanischen Schaltgerät, einem parallelen Kommutierungspfad mit Halbleiterschaltern und einem energieaufnehmenden Strompfad. Aufgrund dieser parallelen Strompfade ist es durch eine entsprechende Ansteuerung des hybriden Gleichstromschalters auch möglich, „proaktiv“ zu schalten. Der Halbleiterschalter im Kommutierungspfad kann schon eingeschaltet werden, bevor der mechanische Schalter im Hauptstrompfad geöffnet wird. Der Strom bei einem Gleichstromschalter mit Strombegrenzer bzw. ein Teil des Stroms bei einem Gleichstromschalter ohne Strombegrenzer kann schon auf den Halbleiterschalter kommutieren, sodass der gesamte Ausschaltvorgang beschleunigt oder bei Bedarf auch währenddessen abgebrochen werden kann, sofern ein kurzzeitiger Überstromfehler ohne negative Folgen wieder abgeklungen ist.

Die Kommutierung des Stroms aus dem Hauptstrompfad eines hybriden Gleichstromschalters wird entweder durch eine Stromschwingung oder durch eine Gegenspannung (geringer als die Spannung des angeschlossenen Gleichspannungsnetzes;

¹⁷ Gleichspannungswandler

siehe Abbildung 2.1) erzielt. Dabei kommen Schalter, die einen hohen Spannungsfall erzeugen, oder strombegrenzende Elemente im Hauptstrompfad zum Einsatz. Im Folgenden werden einige hybride Schaltkonzepte vorgestellt und durch diese Kriterien voneinander abgegrenzt (siehe auch Abbildung 2.2 (III.)).

2.6.1 Hauptstrompfad ohne Strombegrenzer

In hybriden Gleichstromschaltern ohne Strombegrenzer im Hauptstrompfad werden meist sehr schnell schaltende Antriebe mit mechanischen Schaltgeräten eingesetzt. Die Schaltgeschwindigkeit der hybriden Gleichstromschalter wird daher entscheidend durch die Schaltgeschwindigkeit des mechanischen Schaltgeräts beeinflusst. Zur Stromkommutierung werden typischerweise Schaltgeräte mit hohem Spannungsbedarf bzw. hoher Lichtbogenbrennspannung verwendet. Da der Widerstand der geschlossenen Kontakte der mechanischen Schaltgeräte im $\mu\Omega$ - bzw. $m\Omega$ -Bereich liegt, sind die Dauerverluste dieser Gleichstromschalter minimal.

Stromkommutierung mittels einer Gegenspannung

In **Abbildung 2.19** ist der Schaltplan eines einfachen hybriden Gleichstromschalters dargestellt. Im Hauptstrompfad befindet sich ein mechanisches Schaltgerät S_{MS} , welches im Schaltfall einen hohen Spannungsbedarf (z.B. ein ölisoliertes, luftisoliertes oder SF_6 -isoliertes Schaltgerät) aufweist. Parallel ist ein Halbleiterschalter (H_1 - D_1 und H_2 - D_2 ; hier mit zwei IGBTs in Reihe und jeweils parallelen Dioden dargestellt; vgl. Abbildung 2.18c) im Kommutierungspfad geschaltet. Als Halbleiterschalter werden hier ein- und ausschaltbare Leistungshalbleiter eingesetzt. Für einen bidirektionalen Betrieb des hybriden Gleichstromschalters werden für jede Stromrichtung und je nach Spannungsebene und Stromhöhe Leistungshalbleiter in Reihe und parallel geschaltet (vgl. Kapitel 2.5.2). Wie bei den Halbleiter-Gleichstromschaltern (Kapitel 2.5) oder auch den mechanischen Gleichstromschaltern mit externer Beschaltung (Kapitel 2.4.2) ist auch hier in einem weiteren parallelen Strompfad ein Überspannungsableiter zur Aufnahme der zum Ausschaltzeitpunkt im Netz vorhandenen Energie notwendig.

Im normalen Betriebszustand fließt der Laststrom nahezu verlustfrei über das mechanische Schaltgerät. Im Schaltfall wird das mechanische Schaltgerät geöffnet, und ein Schaltlichtbogen entsteht. Gleichzeitig wird der Leistungshalbleiter eingeschaltet. Der Spannungsfall des Schaltlichtbogens ist dabei höher als die Vorwärtsspannung bzw. der Spannungsfall über den eingeschalteten Halbleiterschalter. Dadurch kommutiert der Strom auf den parallelen Strompfad mit dem Halbleiterschalter, sodass der Strom im mechanischen Schaltgerät gegen Null geht und der Schaltlichtbogen erlischt.

Ist der Isolationsabstand der Schalterkontakte des mechanischen Schaltgeräts S_{MS}

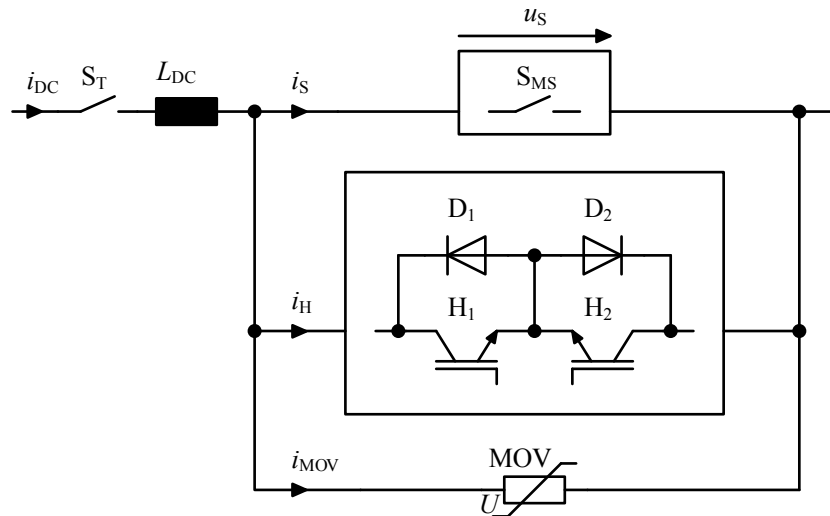


Abbildung 2.19: Hybrider Gleichstromschalter ohne schaltbaren Strombegrenzer im Hauptstrompfad, Stromkommutierung durch die Spannung u_S des Schalters S_{MS} (L_{DC} dient zur Begrenzung des Stromanstiegs im Fehlerfall)

ausreichend groß, um der wiederkehrenden Spannung nach dem erfolgreichen Ausschaltvorgang stand zu halten, so kann der Halbleiterschalter ausgeschaltet werden. In Folge dessen steigt die Spannung über dem Halbleiterschalter an, und sobald der Schutzpegel des Überspannungsableiters erreicht ist, kommutiert der Strom auf den energieaufnehmenden Strompfad. Der Überspannungsableiter begrenzt den Spannungsfall am Gleichstromschalter und zwingt den Strom zu Null. Der vorgelagerte Trennschalter kann nun stromlos öffnen, um anschließende Leckströme zu verhindern und eine galvanische Trennung herzustellen.

Beispiele für hybride Gleichstromschalter (auch für Niederspannungsnetze) basierend auf diesem Schaltprinzip werden in [HT 1982], [Gen 1994], [GF 2000], [Pol 2001], [Ste 2001], [HF 2002], [Ste 2003], [MR 2006], [TBT 2015] oder [Bos 2015] vorgestellt. Für niedrige Spannungsebenen werden im Kommutierungspfad Halbleiterschalter mit relativ wenigen Halbleitern in Reihe benötigt. Damit ist der Spannungsbedarf des Halbleiterschalters in Vorwärtsrichtung relativ gering, und es ist keine hohe Lichtbogenbrennspannung im mechanischen Schaltgerät notwendig. Hybride Gleichstromschalter des zuvor beschriebenen Typs, die für den Einsatz bei höheren Spannungen (z.B. Mittel- oder Hochspannungsnetze) vorgesehen sind, benötigen für den Halbleiterschalter im Kommutierungspfad eine Reihenschaltung mehrerer Halbleiter (vgl. Tabelle 2.1). Der Einsatz eines Vakuumschalters im Hauptstrompfad mit einer Lichtbogenbrennspannung von ca. 20 – 30 V ist z.B. bei einer Reihenschaltung von ca. 5 – 6 Leistungshalbleitern mit einer Vorwärtsspannung von jeweils ca. 3 – 4 V schon nicht mehr möglich. Im Folgenden werden zwei weitere hybride Gleichstromschalter vorgestellt, bei denen auch mechanische Schaltgeräte mit niedrigem Spannungsbedarf im Hauptstrompfad eingesetzt werden können.

Abbildung 2.20 zeigt das Schaltbild eines hybriden Gleichstromschalters ohne schaltbares strombegrenzendes Element im Hauptstrompfad nach [EGH 2014]. Die Schalter S_1 und S_2 im Hauptstrompfad können Schaltgeräte mit einer niedrigen Lichtbogenbrennspannung, wie z.B. Vakuumschaltröhren sein. Für höhere Spannungsebenen können anstelle eines Schalters S_2 auch mehrere Schaltgeräte in Reihe geschaltet werden. Da der Schalter S_2 bei entsprechender zeitlicher Ansteuerung während eines Ausschaltvorgangs nahezu stromlos öffnen kann, ist hier auch der Einsatz eines einfachen Trennschalters möglich.

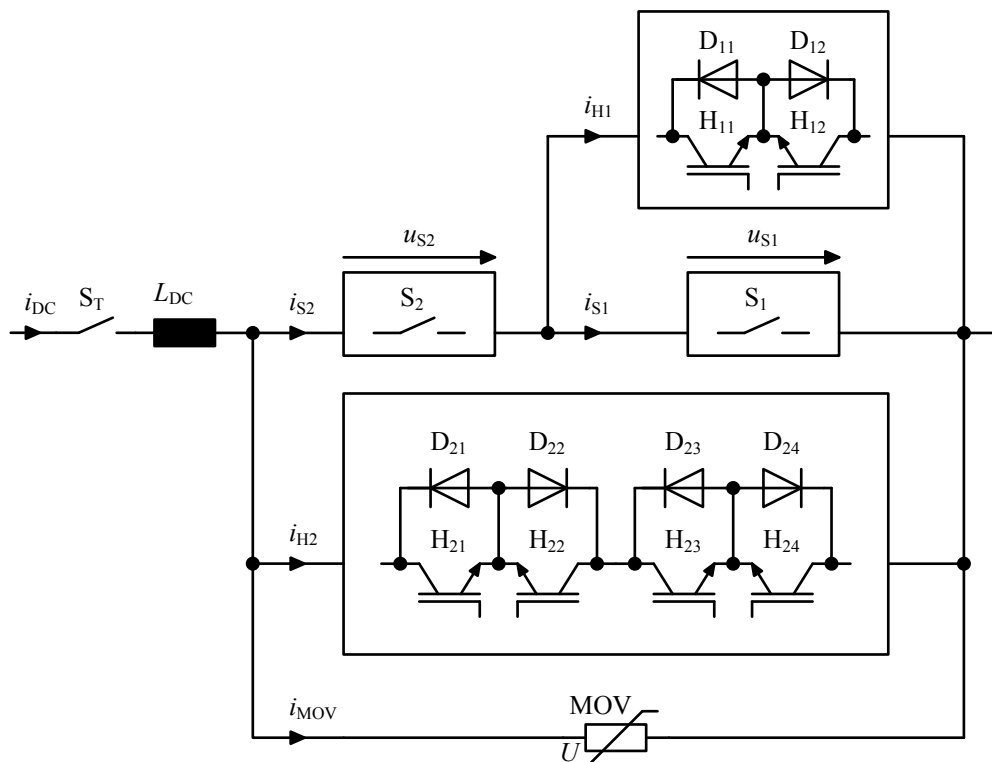


Abbildung 2.20: Hybrider Gleichstromschalter ohne schaltbaren Strombegrenzer im Hauptstrompfad, Stromkommutierung durch die Spannung u_{S1} des Schalters S_1 bzw. des parallelen Halbleiterschalters (L_{DC} dient zur Begrenzung des Stromanstiegs im Fehlerfall) – Abbildung nach [EGH 2014]

Zum Schalter S_1 parallel befindet sich ein „kleiner“ Halbleiterschalter (H_{11} , H_{12} , D_{11} , D_{12}) mit nur einem oder einer sehr geringen Anzahl an Leistungshalbleitern in Reihe. Parallel zu der Reihenschaltung der beiden Schalter S_1 und S_2 befinden sich zwei weitere Strompfade mit einem Leistungshalbleiter (H_{21} , H_{22} , D_{21} , D_{22} , H_{23} , H_{24} , D_{23} , D_{24}), der die volle Netzspannung sperren kann, sowie ein Überspannungsableiter zur Aufnahme der Energie beim Schaltvorgang.

Durch die mechanischen Schalter S_1 und S_2 kann der Betriebsstrom ohne nennenswerte Verluste durch den Gleichstromschalter fließen. Im Schaltfall wird erst der

Schalter S_1 geöffnet. Ist dies ein Vakuumschaltgerät mit einer typischen kommerziellen Vakuumschaltröhre, so beträgt die Lichtbogenbrennspannung ca. 20–30 V. Zeitgleich mit dem Öffnen des Schalters S_1 wird der parallele Halbleiterschalter H_{11} , H_{12} eingeschaltet. Durch die geringe Vorwärtsspannung des „kleinen“ Halbleiterschalters (z.B. bei einem IGBT H_{11} und einer Diode D_{12} in Reihe ca. 4–5 V) kommutiert der Strom auf diesen Strompfad, und der Schaltlichtbogen in Schalter S_1 erlischt. Nun wird der „große“ Halbleiterschalter H_{21} - H_{22} - H_{23} - H_{24} eingeschaltet. Sobald die Kontakte des Schalters S_1 ausreichend weit geöffnet sind, wird im nächsten Schritt der „kleine“ Halbleiterschalter H_{11} - H_{12} wieder abgeschaltet. Dadurch entsteht an dem „kleinen“ Halbleiterschalter H_{11} - H_{12} bzw. über dem Schalter S_1 ein Spannungsfall von einigen Kilovolt (abhängig vom verwendeten Leistungshalbleiter), sodass der Strom auf den Strompfad mit dem „großen“ Halbleiterschalter H_{21} - H_{22} - H_{23} - H_{24} kommutiert. Der Schalter S_2 kann nun nahezu stromlos öffnen. Ist der Schalter S_2 geöffnet, so unterbricht im nächsten Schritt der Halbleiterschalter H_{21} - H_{22} - H_{23} - H_{24} den Strom wieder, damit sich eine hohe Gegenspannung aufbauen kann. Der Strom kommutiert auf den energieaufnehmenden Strompfad und wird dort zu Null gebracht. Der vorgelagerte Trennschalter kann nun den Ausschaltvorgang abschließen und problemlos öffnen.

Im Vergleich zu dem in Abbildung 2.19 gezeigten hybriden Gleichstromschalter ist dieses Konzept etwas aufwendiger, allerdings lässt es eine höhere Flexibilität an einzusetzenden mechanischen Schaltgeräten zu, was je nach Anwendung vorteilhaft sein kann.

Ein weiterer hybrider Gleichstromschalter ohne schaltbaren Strombegrenzer wird in [Erg 2014] oder [Gam 2014] beschrieben. In **Abbildung 2.21** ist eine einfache Variante dieses Gleichstromschalters dargestellt. Der hybride Gleichstromschalter besteht aus einer H-Brücke mit den vier mechanischen Schaltgeräten S_1 , S_2 , S_3 und S_4 . Im Mittelzweig der H-Brücke befindet sich ein Halbleiterschalter (H_1 , H_2 , D_1 , D_2) mit einem parallelen energieaufnehmenden Strompfad. Im regulären Betrieb fließt der Laststrom über mindestens zwei der in Reihe liegenden mechanischen Schalter (z.B. S_1 und S_2 , S_3 und S_4 oder aufgeteilt über alle vier Schalter), und der Halbleiterschalter ist ausgeschaltet. Zu Beginn eines Ausschaltvorgangs müssen zuerst alle vier mechanischen Schalter eingeschaltet sein. Ist dies gegeben, so wird daraufhin der Halbleiterschalter H_1 - H_2 eingeschaltet. Anschließend werden zwei diagonal gegenüber liegende Schalter in der H-Brücke, wie z.B. S_1 und S_4 oder S_2 und S_3 geöffnet. In den beiden geöffneten Schaltern entsteht ein Schaltlichtbogen, dessen Spannungsfall den Strom auf den Mittelzweig mit dem Halbleiterschalter kommutieren lässt. Die Schaltlichtbögen in den beiden geöffneten Schaltern erlöschen. Nun kann der Halbleiterschalter den Gleichstrom unterbrechen, und nach einer weiteren Kommutierung auf den energieaufnehmenden Strompfad kann der Überspannungsableiter die Energie im Netz aufnehmen. Um Leckströme zu verhindern und eine galvanische Trennung herzustellen, werden nach dem Abklingen des Stroms die beiden letzten mechanischen Schalter geöffnet. Ein weiterer vorgelagerter Trennschal-

ter ist bei diesem Gleichstromschalter nicht notwendig. Da bei diesem hybriden Gleichstromschalter nur zwei der vier mechanischen Schalter einen Schaltlichtbogen beherrschen müssen, können zwei der Schalter auch als einfache Trennschalter ausgeführt werden.

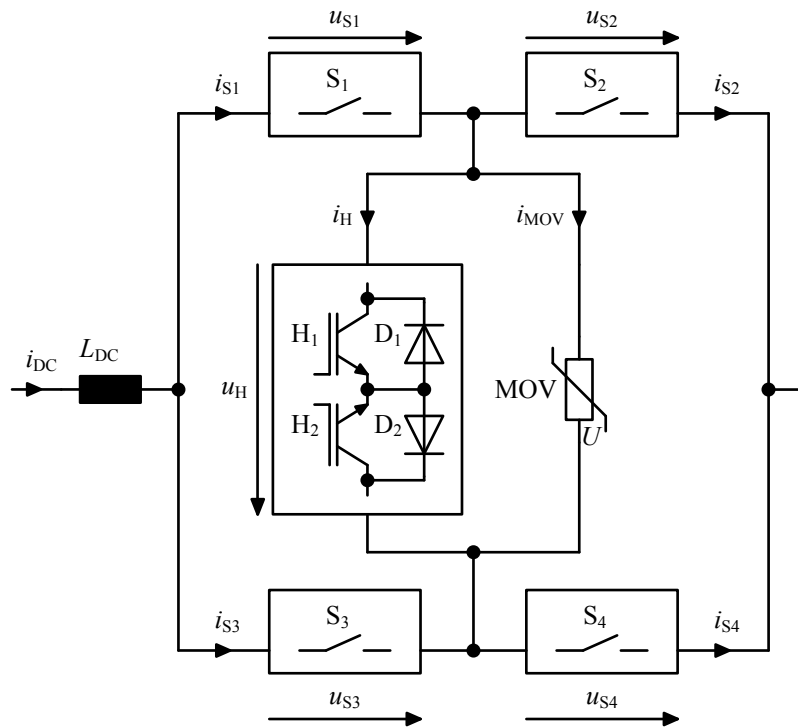


Abbildung 2.21: Hybrider Gleichstromschalter ohne schaltbaren Strombegrenzer im Hauptstrompfad, Aufbau als H-Brückenschaltung – Abbildung nach [Gam 2014] bzw. [Erg 2014] (L_{DC} dient zur Begrenzung des Stromanstiegs im Fehlerfall)

Der grundsätzliche Aufbau des hybriden Gleichstromschalters nach Abbildung 2.21 bietet einige Freiheitsgrade und lässt auch noch weitere Schalterkombinationen zu. In [Erg 2014] und [Gam 2014] werden noch zusätzliche Varianten und Möglichkeiten dieses Konzepts (z.B. Halbleiterschalter in Reihe zu den mechanischen Schaltern S_1 und S_2 oder S_3 und S_4 , Dioden anstatt oder in Reihe zu den Schaltern S_3 und S_4 , verschiedene Topologien für den Halbleiterschalter im Mittelzweig der H-Brücke etc.) beschrieben, auf die hier allerdings nicht weiter eingegangen wird.

Stromkommutierung mittels einer Stromschwingung

Zwei Beispiele für hybride Gleichstromschalter ohne Strombegrenzer im Hauptstrompfad, bei denen die Stromkommutierung auf einer Stromschwingung basiert,

sind in [ALS 1996] beschrieben. **Abbildung 2.22** zeigt die Schaltbilder dieser beiden Gleichstromschalter (ohne Induktivitäten zur Begrenzung des Stromanstiegs und ohne vorgelagerte Trennschalter).

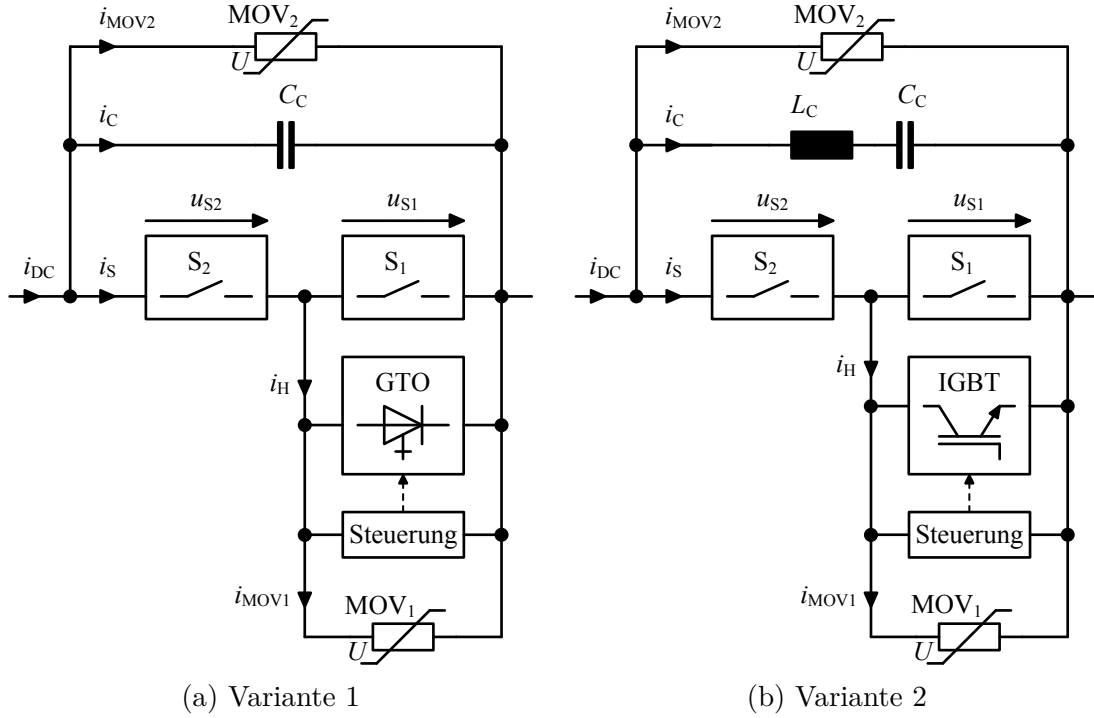


Abbildung 2.22: Hybride Gleichstromschalter ohne Strombegrenzer im Hauptstrompfad, Stromkommutierung mittels Stromschwingung – Abbildung nach [ALS 1996]

Im Hauptstrompfad wird der Betriebsstrom von zwei mechanischen Schaltgeräten S_1 und S_2 mit einer hohen Lichtbogenbrennspannung nahezu verlustfrei geführt. Parallel zu dem Schalter S_1 ist ein abschaltbarer Halbleiterschalter angeschlossen. In Abbildung 2.22a ist ein Schalter mit GTOs oder IGCTs, in Abbildung 2.22b einer mit IGBTs dargestellt. Auch hier müssen für jede Stromrichtung entsprechende Verschaltungen von Leistungshalbleitern vorgesehen werden. Der Überspannungsableiter MOV_1 ist zum Schutz des Halbleiterschalters parallel verbunden. Der Halbleiterschalter wird durch eine Steuerung, die die Spannung u_{S1} über dem Schalter S_1 auswertet, angesteuert. In der Schaltung in Abbildung 2.22a sind parallel zu der Reihenschaltung aus Schalter S_1 und S_2 ein Kommutierungspfad mit einem Kondensator C_C sowie ein energieaufnehmender Strompfad mit dem Überspannungsableiter MOV_2 angeschlossen. Bei der Variante in Abbildung 2.22b befindet sich im Kommutierungspfad zusätzlich zum Kondensator C_C eine weitere Induktivität L_C . Für den Fall, dass der hybride Gleichstromschalter einen Strom unterbrechen soll, werden die beiden mechanischen Schaltgeräte S_1 und S_2 geöffnet. Es entstehen Schaltlichtbögen mit einem hohem Spannungsbedarf in den beiden Schaltern. Bei

der Variante 1 in Abbildung 2.22a wird der Halbleiterschalter eingeschaltet, und der Strom kommutiert auf diesen Strompfad. Der Strom im Schalter S_1 geht gegen Null, wodurch der Lichtbogen in diesem Schalter verlöscht. Hat der Schalter S_1 einen ausreichend großen Kontaktabstand aufgebaut, wird der Halbleiterschalter wieder abgeschaltet, sodass es, abhängig vom Halbleiterschalter und dem parallelen Überspannungsableiter MOV_1 , zu einem hohen Spannungsfall u_{S1} am Schalter S_1 kommt. Dies bewirkt, dass der Strom auf den Kommutierungspfad mit dem Kondensator C_C gezwungen wird. Der Kondensator C_C wird aufgeladen. Bei geeigneter Wahl des Kondensators geht der Strom im Hauptstrompfad gegen Null, und der Lichtbogen im zweiten Schalter S_2 verlöscht ebenfalls. Erreicht die Kondensatorspannung den Schutzpegel des Überspannungsableiters MOV_2 , kommutiert der Strom erneut. Der Ableiter nimmt die Energie aus dem Netz auf, und der Gleichstrom wird letztendlich unterbrochen. Durch einen vorgelagerten Trennschalter (in Abbildung 2.22 nicht eingezeichnet) kann eine galvanische Trennung hergestellt werden.

Bei der zweiten Variante in Abbildung 2.22b wird nach dem Öffnen der beiden Schalter S_1 und S_2 der IGBT durch die Steuerung abwechselnd ein- und ausgeschaltet. Die Frequenz des Schaltzyklus ist dabei an die Resonanzfrequenz des Reihenschwingkreises aus C_C und L_C im Kommutierungspfad angepasst. Die Grundidee dieser Schaltervariante ähnelt damit dem Schaltprinzip aus Kapitel 2.4.2. Im Unterschied zu einem mechanischen Gleichstromschalter mit passivem Schwingkreis wird bei diesem hybriden Gleichstromschalter der Schwingkreis nicht auf die Zeitkonstante des Schaltlichtbogens angepasst, sondern kann wesentlich kleiner gewählt werden, da die Schaltfrequenz des IGBTs angepasst wird. In der Anordnung entsteht eine aufklingende Stromschwingung, die einen Stromnulldurchgang in den mechanischen Schaltern bewirkt. Die Schaltlichtbögen in S_1 und S_2 verlöschen, der Strom kommutiert auf den L_C - C_C -Strompfad und lädt den Kondensator C_C auf. Der weitere Verlauf des Ausschaltvorgangs verläuft analog zu dem des zuvor beschriebenen Gleichstromschalters.

In [PZ 2002] und [Yan 2008] wird ein weiterer hybrider Gleichstromschalter ohne Strombegrenzer im Hauptstrompfad beschrieben. Auch dieser arbeitet mit einer Stromschwingung. Im Hauptstrompfad wird hier ein Vakuumschalter eingesetzt. Parallel dazu befinden sich ein Strompfad mit einem IGCT und einer antiparallelen Freilaufdiode. Dieser Parallelschaltung ist eine Induktivität (mit Eisenkern) zur Begrenzung der Stromsteilheit vorgelagert. Ein weiterer Strompfad mit einem Draufscharter und einem Schwingkreis mit vorgeladenem Kondensator ist parallel dazu angeschlossen. Ein energieaufnehmender Strompfad (Überspannungsableiter und Freilaufdiode in Reihe) ist parallel zur Last zwischen Hin- und Rückleiter geschaltet. Dieser kann auch, wie bei den zuvor beschriebenen Gleichstromschaltern, parallel zur Schalteranordnung positioniert werden.

Der Aufbau des Gleichstromschalters ähnelt einem mechanischen Gleichstromschalter mit aktivem Schwingkreis, jedoch ergänzt um den Strompfad mit dem IGCT und der antiparallelen Freilaufdiode. Im Schaltfall wird der Vakuumschalter geöffnet und

der IGCT angesteuert. Der Strom kommutiert auf diesen Strompfad. Bei geringen Strömen (bis zu einigen kA) kann der IGCT den Strom direkt selbst unterbrechen. Hohe Ströme (im zweistelligen kA-Bereich) kann der IGCT zwar kurzzeitig führen, allerdings nicht selbstständig unterbrechen. Mit dem Schließen des Draufschalters wird durch den vorgeladenen Kondensator des parallelen Schwingkreises ein künstlicher Stromnulldurchgang im Strompfad mit dem IGCT erzeugt. Der Strom im IGCT wird zu Null und kommutiert auf den Strompfad mit dem Kondensator. Der weitere Verlauf des Ausschaltvorgangs läuft wieder analog bzw. ähnlich zu denen der zuvor beschriebenen Gleichstromschalter ab.

2.6.2 Hauptstrompfad mit Strombegrenzer

Auch bei hybriden Gleichstromschaltern mit Strombegrenzern im Hauptstrompfad werden sehr schnell schaltende mechanische Schaltgeräte im Hauptstrompfad eingesetzt. Durch ein zusätzliches strombegrenzendes Element (z.B. Halbleiter, Supraleiter, Impulstransformator mit eingepprägtem Stromimpuls etc.) wird die Stromkommutierung erzwungen. Es ist kein hoher Spannungsbedarf des mechanischen Schaltgeräts notwendig. Der Einsatz von Schaltern mit geringer Lichtbogenbrennspannung, wie z.B. bei Vakuumschaltern, ist daher möglich. Da durch den Strombegrenzer im Hauptstrompfad die Kommutierung des Stroms bewirkt wird, sind auch Schalter, die nahezu stromlos schalten und keine spezielle Kontaktgeometrie zur Beeinflussung oder Führung eines Schaltlichtbogens verwenden, einsetzbar.

Im Vergleich zu hybriden Gleichstromschaltern ohne Strombegrenzer lassen sich durch einen einfacheren Aufbau des mechanischen Schalters und das proaktive Schalten mittels der erzwungenen Stromkommutierung höhere Schaltgeschwindigkeiten erzielen. Neben dem komplexeren Schalteraufbau bedeutet der Einsatz eines zusätzlichen strombegrenzenden Elements allerdings auch höhere Dauerverluste im eingeschalteten Betriebszustand verglichen mit hybriden Schaltern ohne Strombegrenzer.

Stromkommutierung mittels einer Gegenspannung

Das Grundprinzip eines hybriden Gleichstromschalters mit einem Strombegrenzer im Hauptstrompfad zur Erzeugung einer Gegenspannung ist in **Abbildung 2.23** dargestellt. Als Strombegrenzer wird hier im Hauptstrompfad ein Halbleiterschalter (H_{11} , H_{12} , D_{11} , D_{12}) in Reihe zum mechanischen Schaltgerät S_{MS} eingesetzt. Im normalen Betrieb muss dieser Halbleiterschalter den gesamten Laststrom tragen können. Seine Sperrspannung kann relativ gering sein. Der Halbleiterschalter (H_{21} , H_{22} , D_{21} , D_{22} , H_{23} , H_{24} , D_{23} , D_{24}) parallel zum Hauptstrompfad hingegen muss die volle Netzspannung sperren können. Dieser Halbleiterschalter muss nur kurzzeitig hohe Ströme während eines Ausschaltvorgangs führen können. Die Aufnahme der

Energie im Netz während des Ausschaltvorgangs übernimmt ein parallel angeschlossener Überspannungsableiter.

Um einen Gleichstrom zu unterbrechen, wird der Halbleiterschalter H_{11} - H_{12} im Hauptstrompfad abgeschaltet und der Halbleiterschalter H_{21} - H_{22} - H_{23} - H_{24} im Kommutierungspfad eingeschaltet. Dabei ist der Spannungsfall über den ausgeschalteten Halbleiterschalter H_{11} - H_{12} (z.B. einige Kilovolt) deutlich größer als der Spannungsfall des eingeschalteten Halbleiterschalters H_{21} - H_{22} - H_{23} - H_{24} (z.B. wenige hundert Volt bei einem Schalter in einem Hochspannungsnetz). Dadurch wird der Strom zur Kommutierung auf den parallelen Strompfad gezwungen, und der Strom im Hauptstrompfad geht gegen Null. Der Schalter S_{MS} kann nun stromlos öffnen. Hat der Schalter S_{MS} einen ausreichend großen Isolationsabstand zwischen seinen Kontakten aufgebaut, um der wiederkehrenden Spannung problemlos stand zu halten, wird der Halbleiterschalter H_{21} - H_{22} - H_{23} - H_{24} im Kommutierungspfad abgeschaltet, der Strom kommutiert auf den energieaufnehmenden Strompfad und der Überspannungsableiter nimmt die im Netz vorhandene Energie auf. Ist der Strom abgeklungen, kann der vorgelagerte Trennschalter geöffnet werden.

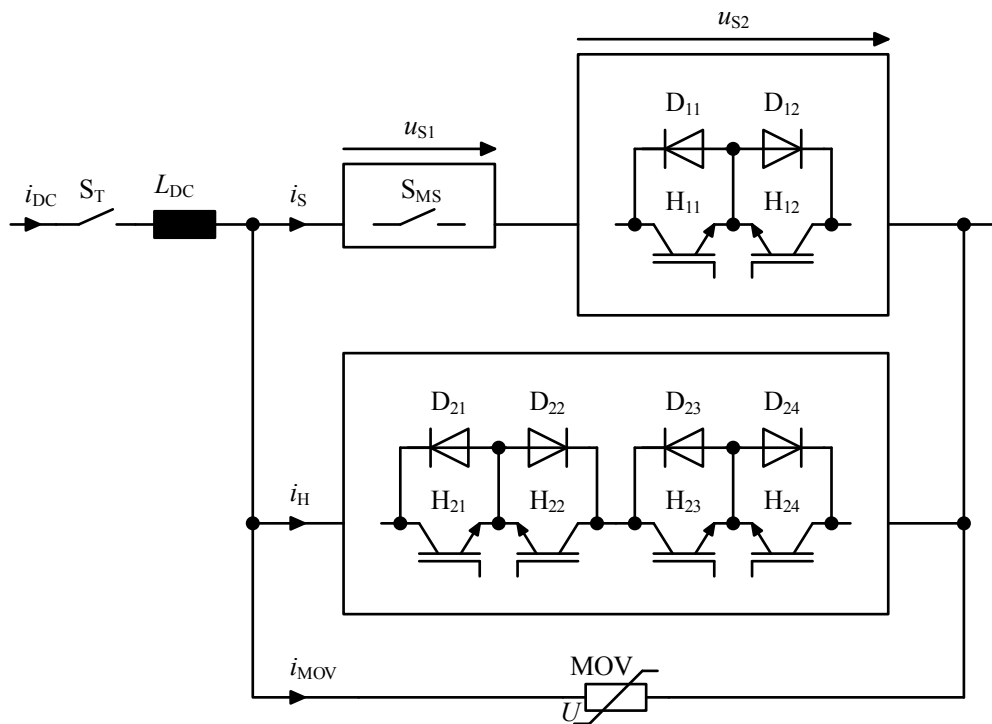


Abbildung 2.23: Hybrider Gleichstromschalter mit Strombegrenzer im Hauptstrompfad, Stromkommutierung durch Abschalten des Halbleiterschalters H_{11} - H_{12} bzw. die Spannung u_{S2}

Einige Beispiele für hybride Gleichstromschalter basierend auf diesem Aufbau und Schaltprinzip werden in [HJ 2011], [Cal 2012], [HJ 2012] (oder [HJ 2014]), [HHJ 2014], [Der 2014], [DSH 2014], [PHS 2015], [Zho 2015] oder auch [Tan 2015] vorgestellt. In

[Kha 2015a] und [Kha 2015b] wird der hybride Gleichstromschalter um einen weiteren supraleitenden Strombegrenzer in Reihe zu dem Schalter S_{MS} und dem Halbleiterschalter H_{11} - H_{12} im Hauptstrompfad ergänzt. Da der Strom im Fehlerfall durch den supraleitenden Strombegrenzer begrenzt wird, ist die Belastung der Halbleiterschalter geringer. Auf eine vorgelagerte strombegrenzende Induktivität L_{DC} kann daher verzichtet werden. Die Nachteile der vorgelagerten Induktivität L_{DC} , wie z.B. die beim Ausschaltvorgang gespeicherte Energie oder die Einflüsse auf schnelle Laständerungen im Gleichstromnetz, werden so vermieden, und dem System wird mehr Zeit zur Stromunterbrechung bzw. zur Fehlerklärung gegeben. Diese Vorteile bedingen allerdings einen entsprechenden Mehraufwand und höhere Verluste durch den supraleitenden Strombegrenzer.

In [MKD 2005] (neben weiteren Gleichstromschaltern) und [Bin 2015] werden hybride Gleichstromschalter mit einer Induktivität anstelle des Halbleiterschalters H_{11} - H_{12} beschrieben. Parallel zu der Induktivität befindet sich ein Strompfad mit einem vorgeladenen Kondensator und einem Draufschalter (z.B. ein Thyristor). Im Schaltfall wird durch Schließen des Draufschalters der Kondensator, der zusammen mit der Induktivität einen Reihenschwingkreis bildet, entladen. Der entstehende Stromimpuls fließt entgegen dem Strom in der Induktivität, sodass der Strom von der Induktivität auf den Kondensator kommutiert. Sobald die Spannung am Kondensator ihr Vorzeichen umgekehrt hat und die parallele Anordnung aus Kondensator und Induktivität damit eine Gegenspannung im Hauptstrompfad des hybriden Gleichstromschalters bewirkt, kommutiert der Gleichstrom auf den parallelen Kommutierungspfad mit dem Halbleiterschalter (in Abbildung 2.23 entspricht dieser dem Halbleiterschalter H_{21} - H_{22} - H_{23} - H_{24}). Der mechanische Schalter im Hauptstrompfad kann stromlos öffnen, und der weitere Ausschaltvorgang erfolgt analog dem zuvor beschriebenen Prinzip. Damit dieses Schaltprinzip funktioniert, muss jedoch die im Kondensator gespeicherte Energie größer sein als die Energie in der Induktivität zum Zeitpunkt des Ausschaltvorgangs. Eine relativ kleine Induktivität (z.B. wenige μH) ist daher eine sinnvolle Wahl. In [Bin 2015] ist zusätzlich in den Hauptstrompfad in Reihe zur Induktivität und dem mechanischen Schalter noch eine Diode (für den bidirektionalen Betrieb werden zwei antiparallel geschaltete Thyristoren oder IGBTs mit Freilaufdioden verwendet) eingesetzt. Dieses zusätzliche Element im Hauptstrompfad erhöht zwar die Verluste im Dauerbetrieb, sorgt aber für eine Verbesserung der Schaltbedingungen des mechanischen Schalters.

Die Autoren von [Wu 2015] beschreiben einen hybriden Gleichstromschalter, bei dem anstelle des Halbleiterschalters H_{11} - H_{12} im Hauptstrompfad ein „arc generator“ verwendet wird. Muss im Fehlerfall ein hoher Strom ausgeschaltet werden, so erzeugt der „arc generator“ eine Gegenspannung und zwingt den Strom in den Kommutierungspfad. In [Wu 2015] wird im Kommutierungspfad ein Gleichstrom-Halbleiterschalter mit Thyristor, wie er in Kapitel 2.5.1 beschrieben ist, verwendet. Ein Halbleiterschalter nach Kapitel 2.5.2 ist allerdings ebenso eine mögliche Alternative.

Eine weitere Variante eines hybriden Gleichstromschalters wird in [Gri 2014] oder auch in [Gri 2015] vorgestellt. In **Abbildung 2.24** ist das Schaltbild eines solchen Gleichstromschalters dargestellt.

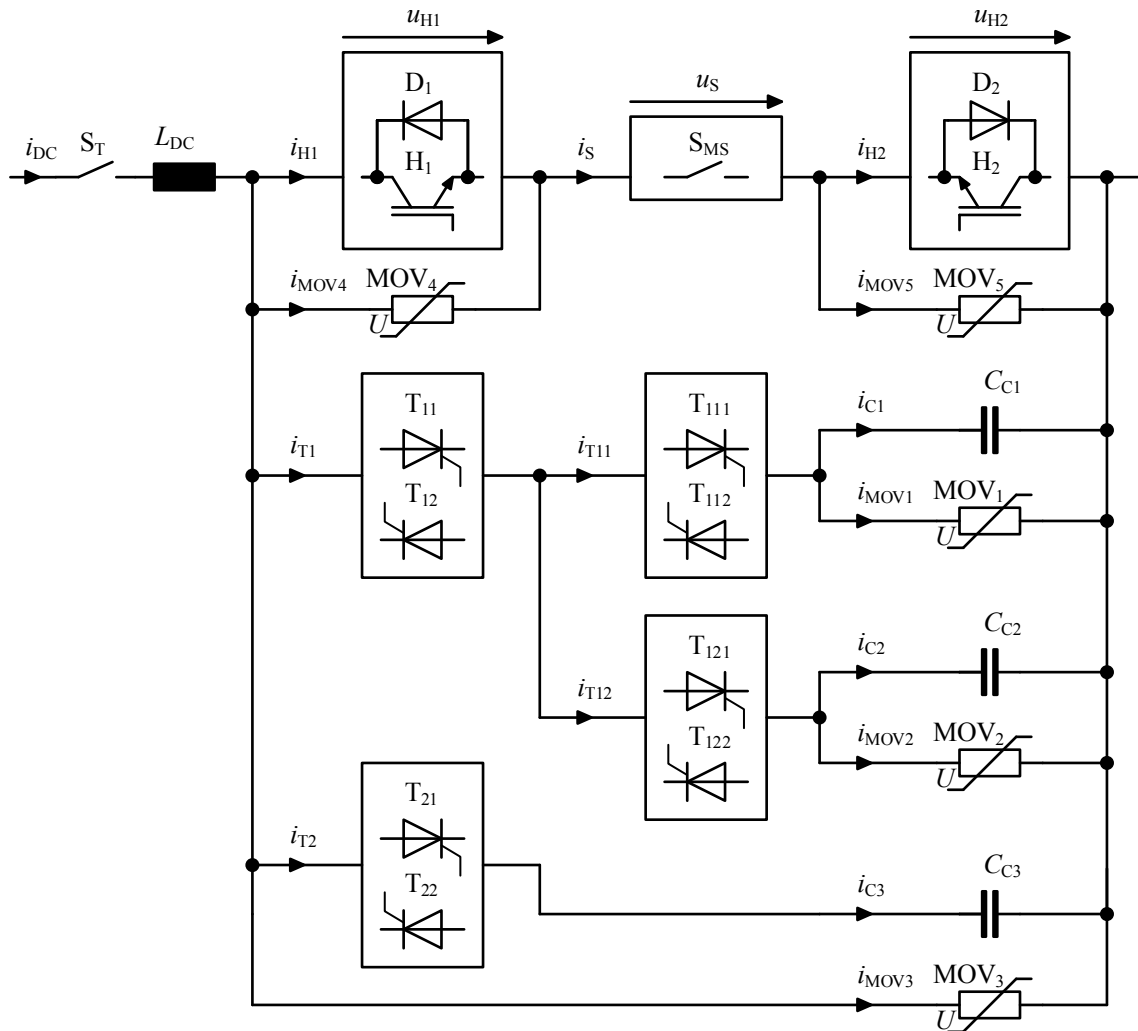


Abbildung 2.24: Hybrider Gleichstromschalter mit Strombegrenzer im Hauptstrompfad, Stromkommutierung durch die Spannung u_{H1} oder u_{H2} und Ansteuern der Thyristoren – Abbildung frei nach [Gri 2014]

Im Hauptstrompfad befindet sich ein schnellschaltender mechanischer Schalter S_{MS} . In Reihe dazu sind für den bidirektionalen Betrieb für jede Stromrichtung Halbleiterschalter (H_1 - D_1 und H_2 - D_2) angeordnet. Parallel zu den Halbleiterschaltern sind Überspannungsableiter (MOV_4 und MOV_5) angeschlossen. Zwei Kommutierungspfade mit Thyristoren in Reihe zu Parallelschaltungen aus Kondensatoren und Überspannungsableitern sind parallel zum Hauptstrompfad verbunden. Zur Aufnahme der Energie während des Ausschaltvorgangs ist zusätzlich noch ein weiterer Überspannungsableiter parallel angeordnet.

Im normalen Betriebsfall fließt der Laststrom über die Halbleiterschalter H_1 - D_1 und H_2 - D_2 und das mechanische Schaltgerät S_{MS} . Im Schaltfall wird je nach Stromrichtung des Gleichstroms der entsprechende Halbleiterschalter im Hauptstrompfad abgeschaltet. Dadurch kommutiert der Strom auf den parallelen Überspannungsableiter MOV_4 oder MOV_5 . Nun werden die Halbleiterschalter (Thyristoren) T_{11} - T_{12} und T_{111} - T_{112} eingeschaltet. Da der Kondensator C_{C1} nicht geladen ist, kommutiert der Strom aus dem Hauptstrompfad auf diesen Strompfad und lädt den Kondensator auf, bis der Schutzpegel des Überspannungsableiters MOV_1 erreicht ist. Dabei ist der Schutzpegel des Überspannungsableiters MOV_1 geringer gewählt als der des Überspannungsableiters MOV_4 oder MOV_5 . Der mechanische Schalter S_{MS} im Hauptstrompfad kann nun stromlos öffnen. Durch ein gestaffeltes Ansteuern der weiteren Halbleiterschalter T_{121} - T_{122} und T_{21} - T_{22} werden die Kondensatoren C_{C2} und C_{C3} nacheinander aufgeladen. Der mechanische Schalter S_{MS} im Hauptstrompfad erhält über das Zuschalten der einzelnen Stufen ausreichend Zeit, um den benötigten Isolationsabstand der Kontakte aufzubauen, damit er problemlos der wiederkehrenden Spannung standhalten kann.

Bei Bedarf können auch noch weitere Zwischenstufen hinzugefügt werden. Durch das Zuschalten des betreffenden Halbleiterschalters der nachgelagerten Stufe kommutiert der Strom immer von der vorgelagerten in die nachgelagerte Stufe. Dabei entsteht in dem entsprechenden Thyristorschalter der vorgelagerten Stufe ein Stromnulldurchgang, sodass der Thyristorschalter wieder in den sperrenden Zustand übergehen kann. Ist die letzte Stufe (Thyristorschalter T_{21} - T_{22}) zugeschaltet, wird der Kondensator C_{C3} aufgeladen und begrenzt die Steilheit der ansteigenden wiederkehrenden Spannung. Sobald die Spannung des Kondensators C_3 den Schutzpegel des Überspannungsableiters MOV_3 erreicht, kommutiert der Strom auf den energieaufnehmenden Strompfad, der Ableiter nimmt die im Netz gespeicherte Energie auf, und der Gleichstrom geht gegen Null. Zum Abschluss des Ausschaltvorgangs kann der vorgelagerte Trennschalter S_T stromlos öffnen und eine galvanische Trennstrecke herstellen.

Auch in [Fra 2005] und [SBZ 2005] (oder auch [SBZ 2009]) werden ähnliche Varianten hybrider Gleichstromschalter, die auf dem selben Grundprinzip basieren, beschrieben. Im Vergleich zu dem Gleichstromschalter aus Abbildung 2.24 wird allerdings bei diesen Varianten im Kommutierungspfad nur ein Kondensator über einen Halbleiterschalter zugeschaltet.

Stromkommutierung mittels einer Stromschwingung

Strombegrenzer im Hauptstrompfad eines hybriden Gleichstromschalters können auch dafür verwendet werden, einem Gleichstromschalter mit mäßiger Schaltgeschwindigkeit im Fehlerfall mehr Zeit zum Unterbrechen des Stroms einzuräumen. In einem Energieversorgungsnetz sind die Schalthandlungen von Lastströmen in der Regel deutlich häufiger als die Anzahl der Fehlerabschaltungen. Ein mechanischer

Gleichstromschalter mit mäßiger Schaltgeschwindigkeit kann so als hybrider Gleichstromschalter mit vorgelagertem Strombegrenzer aufgebaut und für die Abschaltung von Fehler- oder Lastströmen gleichermaßen eingesetzt werden. Hohe Fehlerströme werden durch den Strombegrenzer unterbunden, sodass der nachgelagerte Gleichstromschalter den Strom problemlos unterbrechen kann. Lastströme kann der nachgelagerte Gleichstromschalter ohne die Unterstützung des Strombegrenzers unterbrechen.

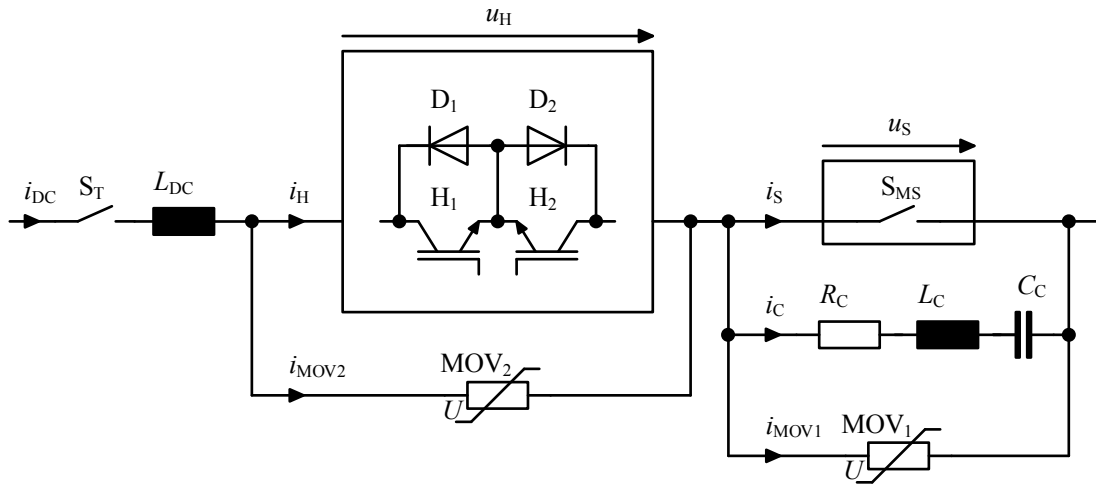


Abbildung 2.25: Hybrider Gleichstromschalter, Strombegrenzer mit mechanischem Gleichstromschalter und passivem Schwingkreis im Hauptstrompfad – Abbildung frei nach [HA 2013]

In [HA 2013], [Ohl 2013], [Xia 2015a] oder [Xia 2015b] werden hybride Gleichstromschalter dieses Typs beschrieben. **Abbildung 2.25** zeigt ein Beispiel eines solchen Schalters. Der Halbleiterschalter H_1 - D_1 - H_2 - D_2 mit dem parallelen Überspannungsableiter MOV_2 begrenzt, sofern notwendig, den Fehlerstrom, und der nachgelagerte mechanische Gleichstromschalter mit passivem Schwingkreis (S_{MS} , R_C - L_C - C_C , MOV_1) kann den Gleichstrom in der Folge abschalten. Anstelle des mechanischen Schalters mit passivem Schwingkreis kann auch alternativ ein aktiver Schwingkreis oder ein anderer Gleichstromschaltertyp eingesetzt werden.

In [Ska 2013] wird ein hybrider Gleichstromschalter mit einem Halbleiterschalter beschrieben, der in Kombination mit einem RLC-Schwingkreis eine Stromschwingung anregen kann. **Abbildung 2.26** zeigt ein Schaltbild dieses Gleichstrom Schalters. Der Halbleiterschalter H_1 - D_1 - H_2 - D_2 liegt in Reihe zu dem mechanischen Schalter S_{MS} im Hauptstrompfad. Zum Schutz des Halbleiterschalters ist ein Überspannungsableiter MOV_1 parallel verbunden. Parallel zum Hauptstrompfad sind zwei Strompfade mit einem RLC-Reihenschwingkreis und einem Überspannungsableiter MOV_2 angeschlossen.

Der Laststrom fließt im regulären Betrieb über das Schaltgerät S_{MS} und den Halbleiterschalter H_1 - D_2 oder H_2 - D_1 . Im Schaltfall wird der mechanische Schalter S_{MS}

geöffnet und der Leistungshalbleiter H_1 - H_2 periodisch ein- und ausgeschaltet. Die Frequenz wird durch eine Ansteuerung gerade so gewählt, dass sie der Resonanzfrequenz des parallelen RLC-Reihenschwingkreises entspricht. Der Spannungsfall über dem Halbleiterschalter wird dabei durch den Überspannungsableiter MOV_1 begrenzt. In der Masche S_{MS} - H_1 - H_2 - R_C - L_C - C_C - S_{MS} entsteht eine ansteigende Stromschwingung, die im mechanischen Schalter S_{MS} einen Stromnulldurchgang zur Folge hat. Der Schalter S_{MS} unterbricht den Strom, sodass dieser auf den parallelen Kommutierungspfad kommutiert und den Kondensator auflädt. Im weiteren Verlauf kommutiert der Strom auf den energieaufnehmenden Strompfad, sodass der Überspannungsableiter MOV_2 den Strom zu Null zwingt und der vorgelagerte Trennschalter S_T nahezu stromlos öffnen kann.

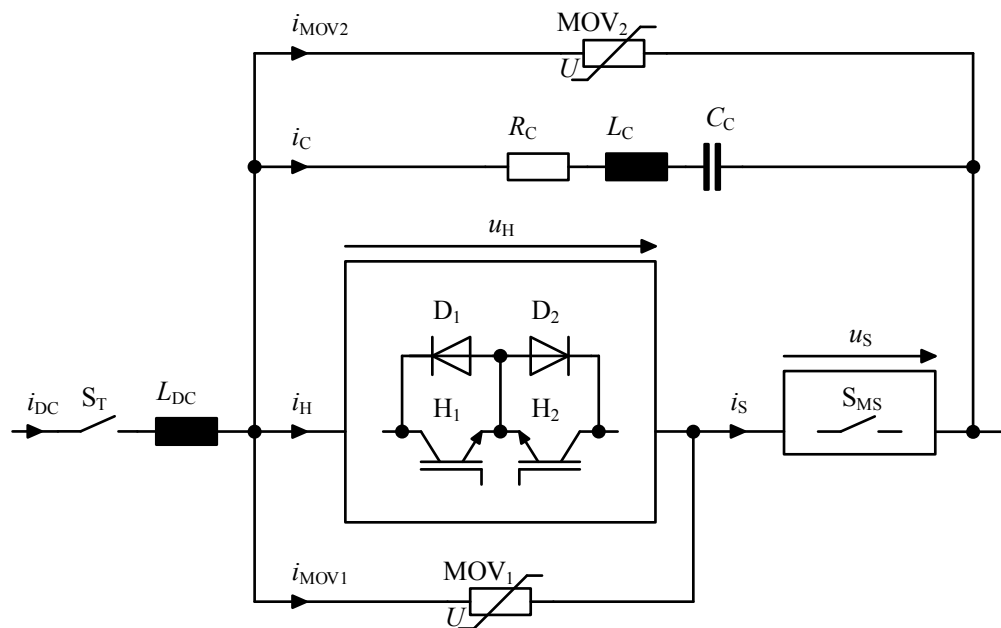


Abbildung 2.26: Hybrider Gleichstromschalter mit Leistungshalbleiter im Hauptstrompfad zur Anregung eines parallelen passivem Schwingkreises – Abbildung nach [Ska 2013]

Im Vergleich zu einem einfachen mechanischen Gleichstromschalter mit passivem Schwingkreis (siehe Kapitel 2.4.2) bewirkt der Halbleiterschalter im Hauptstrompfad zwar hohe Dauerverluste, andererseits können aber bei diesem hybriden Schalter auch Schaltgeräte mit niedriger Lichtbogenbrennspannung, wie z.B. Vakuumschalter, verwendet werden.

2.7 Vergleich der verschiedenen Gleichstromschalter

Die verschiedenen Gleichstromschalter¹⁸ (Kapitel 2.4 - 2.6) unterscheiden sich oft deutlich in Aufbau, Funktionsweise und Leistungsfähigkeit sowie in ihren weiteren Eigenschaften. Der Einsatz eines bestimmten Schaltertyps ist daher auch immer vom jeweiligen Anwendungsfall (z.B. verwendetes Gleichstromsystem, Einsatzort, Last- oder Leistungsschalter etc.) abhängig.

Zwei Hauptunterschiede von Gleichstromschaltern sind die Ausschaltzeiten sowie die Verluste im eingeschalteten Zustand. Im Allgemeinen benötigen mechanische Gleichstromschalter die meiste Zeit, um einen Gleichstrom zu unterbrechen. Dabei sind mechanische Schalter mit aktiven Schwingkreisen deutlich schneller als Schalter mit passiven Schwingkreisen. Löschkammerschalter und Schalter mit Lichtbogenhörnern benötigen die längste Zeit zur Gleichstromunterbrechung. Gleichstrom-Halbleiterschalter hingegen haben die kürzesten Ausschaltzeiten. Hybride Gleichstromschalter bilden ein Mittel aus mechanischen und halbleiterbasierten Gleichstromschaltern.

Bei den Verlusten im eingeschalteten Betriebszustand sind die Verhältnisse umgekehrt. Gleichstrom-Halbleiterschalter haben die höchsten Dauerverluste, gefolgt von hybriden Gleichstromschaltern mit Strombegrenzern. Hybride Gleichstromschalter ohne Strombegrenzer und mechanische Gleichstromschalter hingegen weisen die geringsten Verluste im eingeschalteten Zustand aus.

Im Anhang A.5 ist eine tabellarische Gegenüberstellung (Tabelle A.9) einiger Merkmale mechanischer, halbleiterbasierter und hybrider Gleichstromschalter dargestellt.

2.8 Gleichstromschalten mit Vakuumschalttechnik

Eine Vakuumschaltröhre stellt das Kernelement eines typischen Vakuumschalters als Unterbrechereinheit dar. Kommerziell verfügbare Vakuumschalter sind Wechselstromschaltgeräte, da Vakuumschaltröhren sogenannte Nullpunktlöcher sind und bei der Stromunterbrechung von der sich regelmäßig ändernden Polarität des Stroms profitieren. Für die Unterbrechung von Gleichströmen sind Vakuumschaltröhren ohne zusätzliche Maßnahmen¹⁹ eher ungeeignet. Einige Vorteile von Vakuumschaltröhren gegenüber anderen mechanischen Wechselstromschaltgeräten sind z.B.

- die kompakte und einfache Bauform (nur ein Kontaktsystem zur Stromführung und Stromunterbrechung),

¹⁸ Hinweis: Auf Details und Beispiele für Schaltmöglichkeiten von Gleichströmen der vierten Kategorie „Sonstige Gleichstromschalterkonzepte“ in Abbildung 2.2 wird hier, aufgrund ihrer geringen Relevanz für das Verständnis der Inhalte in dieser Arbeit, verzichtet.

¹⁹ Sehr kleine Gleichströme bis ca. 10 A erfordern keine zusätzlichen Maßnahmen (siehe z.B. [Sla 2008]).

- ein relativ leichtes Kontaktsystem mit geringer bewegter Masse und kleinen Kontaktabständen zur Erzielung der dielektrischen Festigkeit (niedrige Antriebsenergie erforderlich; mit einem geeigneten Antrieb sind hohe Schaltgeschwindigkeiten möglich),
- die schnelle Wiederverfestigung der Schaltstrecke,
- sehr gute Unterbrechungseigenschaften in Bezug auf die Stromsteilheit beim Stromnulldurchgang sowie der Steilheit der wiederkehrenden Spannung,
- die Fähigkeit, im geöffneten Zustand Ströme bei einem Nulldurchgang selbstständig zu unterbrechen (vgl. Vakuumfunkenstrecken),
- die Umweltverträglichkeit (kein Öl oder SF₆ als Lösch- und Isoliermedium),
- der geringe Wartungsaufwand und die geringen Lebenszykluskosten, die die Vakuumschalttechnik somit zu einer attraktiven Kundenlösung machen,
- ein sehr geringer ohmscher Widerstand ($\mu\Omega$ -Bereich) im eingeschalteten Zustand,
- die Einsatzmöglichkeiten auch bei tiefen Temperaturen²⁰ aufgrund des Vakuums als Lösch- und Isoliermedium,
- die Eignung für sämtliche im Netz auftretende Schalthandlungen,
- die relativ hohe Anzahl an möglichen Schalthandlungen und damit verbundene lange Lebensdauer. Aufgrund der geringen Lichtbogenspannung einer Vakuumschaltröhre ist auch die Lichtbogenarbeit während eines Schaltvorgangs relativ gering. Daraus folgt eine hohe elektrische Lebensdauer.

Einige Nachteile hingegen sind z.B.

- die starke Abhängigkeit eines elektrischen Durchschlags von der Beschaffenheit der leitfähigen Oberflächen (neben der makroskopischen Formgebung spannungsgeladener/-führender Teile, wie z.B. der Kontakte, ist auch die mikroskopische Beschaffenheit entscheidend),
- die Tatsache, dass neben dem Oberflächenzustand der spannungsbelasteten, leitfähigen Oberflächen auch die „Kontamination“ mit Partikeln ein maßgeblicher Faktor bei der Spannungsfestigkeit (Fertigung unter Reinraumbedingungen) ist,
- der stark degressive Verlauf der Spannungsfestigkeit mit zunehmenden Schlagweiten zur Erlangung höherer Spannungsfestigkeit,

²⁰ In [Gol2016] wurde gezeigt, dass ein Einsatz selbst in siedendem flüssigen Stickstoff bei einer Temperatur von 77 K möglich ist, also direkt in einer Umgebung für Hochtemperatur-Supraleitungs-Betriebsmittel.

- die erforderliche elektrische Konditionierung zum Erreichen der geforderten bzw. benötigten elektrischen Spannungsfestigkeit (Beeinflussung der Oberflächenbeschaffenheit),
- die Gefahr der Emission von Röntgenstrahlung bei hohen Spannungen (Störstrahler nach §5 der Röntgenverordnung),
- die Notwendigkeit einer permanenten Kontaktandruckkraft im geschlossenen Zustand (beim Stromfluss besteht die Gefahr der Kontaktöffnung durch die magnetischen Kräfte aufgrund des Stromverlaufs in den Kontaktscheiben).

Kommerziell verfügbare Vakuumschaltröhren werden überwiegend in der Mittelspannung eingesetzt und sind heutzutage für Spannungsebenen von bis zu 72,5 kV – vereinzelt auch höhere Spannungen, z.B. 145 kV – und Ströme im zweistelligen Ki-loamperebereich weit verbreitet.

2.8.1 Aufbau einer Vakuumschaltröhre

Eine industriell gefertigte Vakuumschaltröhre besteht in der Regel aus einem zylinderförmigen, evakuierten, isolierenden Keramikgehäuse (meist Al_2O_3 -Keramiken), selten auch Glasgehäuse, in dem sich zwei Schaltkontakte befinden. Der schematische Aufbau einer Vakuumschaltröhre ist in **Abbildung 2.27** dargestellt.

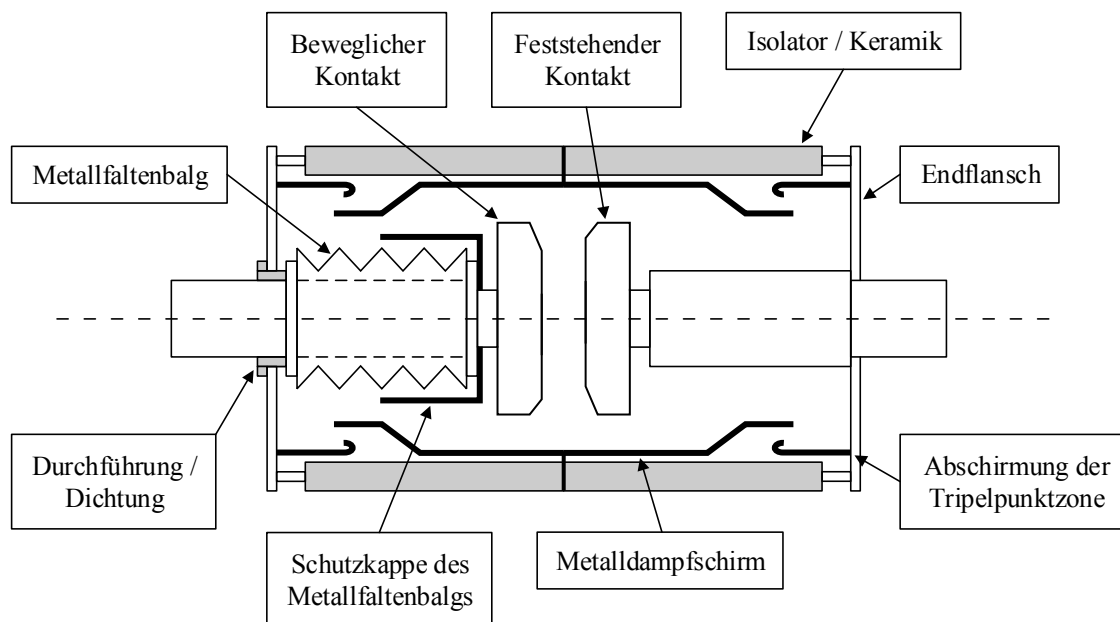


Abbildung 2.27: Schematischer, rotationssymmetrischer Aufbau einer Vakuumschaltröhre – Abbildung frei nach [Sla 2008]

In ihr ist einer der beiden Kontakte fest angeordnet, wohingegen der andere Kontakt bewegt werden kann. Die Enden des Keramikgehäuses sind an den Stirnflächen metallisiert und mit metallischen Gehäuseflanschen verlötet. Um die Bewegung des beweglichen Kontakts von außen ins Innere der Vakuumkammer zu übertragen, ist dieser über einen Metallfaltenbalg mit dem Gehäuse verlötet. Damit sich während eines Schaltvorgangs kein verdampfendes Kontaktmaterial auf der inneren Oberfläche der Keramik anlagern und so die Isolation schwächen kann, ist im Bereich der Kontakte ein Metaldampfschirm aus sauerstofffreiem Kupfer oder Edelstahl angebracht. Je nach Ausführungsvariante kann der Metaldampfschirm potentialfrei (wie z.B. in Abbildung 2.27) oder mit einem der Kontakte bzw. Endflansche verbunden sein. Der Metallfaltenbalg ist ebenfalls zum Schutz mit einer Kappe versehen. Um dielektrische Probleme am Übergang von der Keramik zum metallischen Endflansch zu vermeiden, können entsprechende Abschirmungen integriert werden.

Die Herstellung solcher Vakuumschaltröhren erfolgt entweder durch das Pumpstängel- oder das Verschlusslötverfahren. Beim heutzutage eher nur noch selten verwendeten Pumpstängelverfahren werden die einzelnen Teile der Vakuumschaltröhre zunächst vakuumdicht miteinander verlötet. Im Anschluss wird durch einen Pumpstängel im Endflansch der Innenraum der Röhre evakuiert und der Pumpstängel beim Erreichen des gewünschten Hochvakuums verschlossen. Beim moderneren und heutzutage standardmäßig eingesetzten Verschlusslötverfahren werden die einzelnen Teile der Vakuumschaltröhre zunächst als „Stapelbaugruppen“ aufeinander gestellt. Dabei werden zwischen die verschiedenen Übergänge (z.B. Endflansch - Keramik, Keramik - Dampfschirm etc.) Lötfolien eingelegt. Anschließend wird der Aufbau in einen Vakuumofen gebracht. Der gesamte Ofen wird nun evakuiert und gleichzeitig aufgeheizt, sodass die Lötfolien aufschmelzen und die einzelnen Baugruppen miteinander verbinden. Nach dem Abkühlen und Belüften des Ofens verbleibt in der Vakuumröhre ein Ultra-Hochvakuumzustand.

Die Kernkomponente einer Vakuumschaltröhre ist das Kontaktpaar. In kommerziellen Röhren kommen je nach Anwendung verschiedene Materialien und Bauformen zum Einsatz. Für Leistungsschalter mit hohen Strömen und hoher dielektrischer Festigkeit hat sich als Kontaktwerkstoff für die Kontaktoberflächen bzw. die Kontaktscheiben Kupfer-Chrom (CuCr) durchgesetzt. Laut [Sla 2008] oder [Lip 2003] ist dabei ein Chromgehalt von ca. 25...50% eine gute Wahl. Eine sehr wichtige Rolle für die Funktionsweise von Vakuumschaltröhren spielt aber auch die Geometrie der Kontakte. Diese hat einen großen Einfluss auf das Verhalten des Schaltlichtbogens und das Schaltvermögen einer Vakuumschaltröhre. Grundsätzlich kann zwischen drei Varianten unterschieden werden:

- **Platten- oder Knopfkontakte** stellen die einfachste Bauform dar und bestehen aus zwei flachen Flächen, die aufeinander gedrückt werden. Es findet keine Beeinflussung des Schaltlichtbogens statt. Dieser Kontakttyp eignet sich daher nur für das Schalten niedriger Ströme (bis ca. 10 kA).

- **Radialmagnetfeld-Kontakte** (RMF-Kontakte), auch Transversalmagnetfeld-Kontakte (TMF-Kontakte) genannt, zwingen einen kontrahierten Schaltlichtbogen (bei Strömen $> 10\text{kA}$) in eine Kreisbewegung, um so den Abbrand bzw. den Materialabtrag im Fußpunkt des Lichtbogens auf größere Bereiche der Kontaktoberfläche zu verteilen. Dies kann z.B. durch Spiral- oder Topfkontakte erreicht werden. Bei Spiralkontakten sind die Kontaktoberflächen gegensinnig geschlitzt, sodass geschwungene Spiralarms entstehen. Topfkontakte haben schräg geschlitzte Stromzuführungen mit einem aufgelöteten sprungstellenfreien Laufring aus Kontaktmaterial. Auch hier sind die beiden Kontakte als Topfform gegensinnig geschlitzt. Ziel beider Varianten ist es, ein radiales Magnetfeld zu erzeugen, welches den kontrahierten Schaltlichtbogen zur Rotation zwingt.
- **Axialmagnetfeld-Kontakte** (AMF-Kontakte) erzeugen ein axiales Magnetfeld, welches das Kontrahieren eines Schaltlichtbogens bei höheren Strömen verhindern und den Lichtbogen diffus halten soll. Der Stromfluss soll so im Idealfall über die gesamte Kontaktoberfläche verteilt werden. Ein axiales Magnetfeld kann z.B. durch äußere Felder, Hufeisen-Kontakte, Spulenkontakte oder AMF-Kontakte in Schlitztechnik erzeugt werden. Im Vergleich zu RMF-Kontakten sind bei AMF-Kontakten die Spulenarme oder die schräg angeordneten Schlitzte der beiden gegenüberstehenden Kontakte gleichsinnig angeordnet. Der Strom wird so geführt, dass sich in den beiden Kontakten ein gleichsinniger Stromfluss, ähnlich einer Helmholtz Spule, einstellt. Zur Vermeidung von Wirbelströmen in den aufgebrachten Kontaktplatten sind diese teilweise mit einigen Schlitzten von außen nach innen versehen. Diese Kontaktgeometrie zielt somit darauf ab, dass das durch den gleichsinnigen Stromfluss entstehende axiale Magnetfeld dem Eigenmagnetfeld des Schaltlichtbogens entgegenwirkt. Das Kontrahieren des Lichtbogens bei Strömen im Bereich von ca. 10 kA wird unterbunden bzw. die Lichtbogenkontraktion zu deutlich höheren Stromwerten hin verschoben.

In **Abbildung 2.28** sind beispielhaft ein Plattenkontakt, ein RMF-Topfkontakt, ein RMF-Spiralkontakt und ein AMF-Kontakt (in Schlitztechnik) schematisch dargestellt. Für detailliertere Informationen und Erläuterungen sei hier auf die entsprechende Fachliteratur (z.B. [Sla 2008], [Lip 2003]) verwiesen.

2.8.2 Unterbrechen von Wechselströmen mit einer Vakuumschaltröhre

Für die Unterbrechung eines Stroms durch eine Vakuumschaltröhre ist ein Stromnulldurchgang erforderlich. Bei der Unterbrechung eines Wechselstroms ist dies durch die sich regelmäßig ändernde Polarität gegeben. Erfolgt durch das Öffnen der Vakuum-

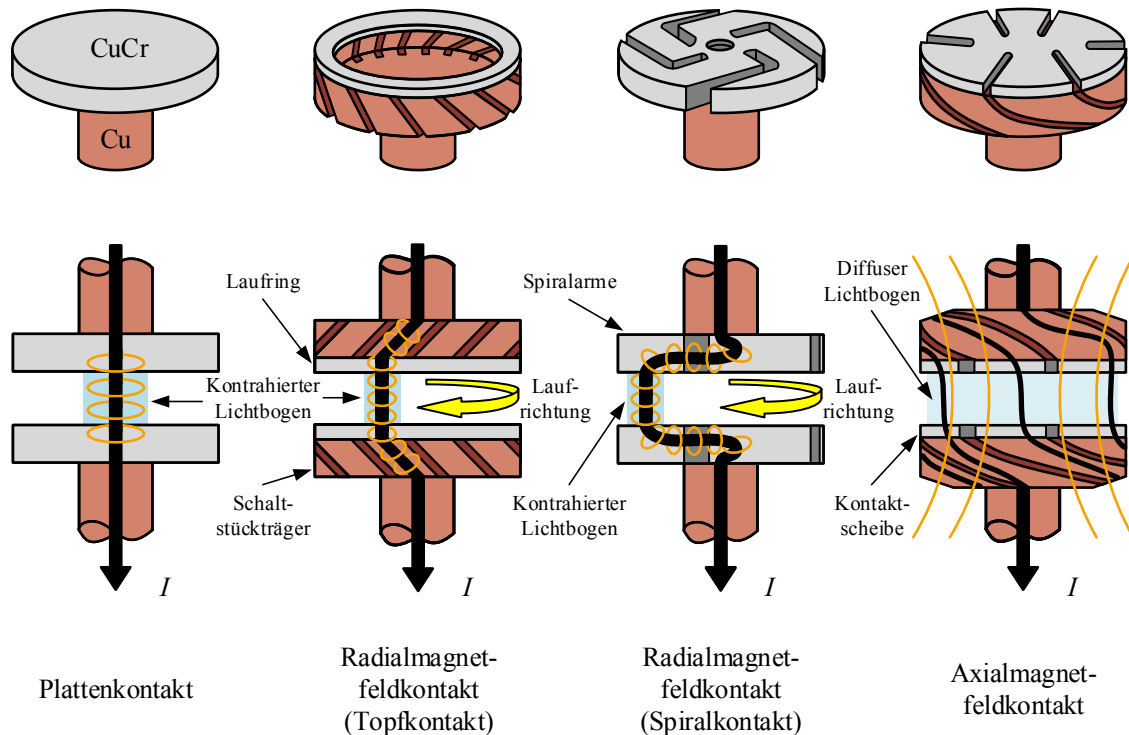


Abbildung 2.28: Kontaktsysteme von Vakuumschaltröhren (links Plattenkontakt, mittig RMF-Kontakte (Topfkontakt und Spiralkontakt) und rechts AMF-Kontakt in Schlitztechnik – die dünnen Linien deuten das entstehende Magnetfeld an, die dicken Linien zeigen den Stromflusspfad) – Abbildung frei nach [Mül 2003]

schaltröhre die Trennung der Kontakte, so kann die Röhre in einem der nachfolgenden Stromnulldurchgänge den Strom unterbrechen. Folglich fließt mit der Kontakt-trennung der Strom zunächst über den entstehenden Schaltlichtbogen bis zum Null-durchgang weiter. Dabei ist die Ausprägungsform des Schaltlichtbogens im Vakuum stark von der Stromhöhe, dem Kontaktabstand sowie den wirkenden magnetischen Feldern (z.B. Eigenmagnetfeld des Vakuumlichtbogens, Magnetfeld des Kontaktsystems etc.) abhängig.

Während des Öffnens der Kontakte erfolgt nicht sofort eine gleichmäßige, vollständige galvanische Unterbrechung. Aufgrund der mikroskopischen Rauheit der Kontakt-oberflächen bestehen bis zur kompletten Trennung immer noch einige wenige (bzw. ggf. nur eine einzige) immer kleiner werdende galvanische Verbindungen. Der zu unterbrechende Strom fließt daher über diese letzten einzelnen Berührungsflächen. Aufgrund der geringen Stromtragfläche und der damit verbundenen hohen Strom-dichten kommt es zu lokalen Temperaturerhöhungen, sodass das Kontaktmaterial punktuell aufgeschmolzen wird. Nimmt der Kontaktabstand weiter zu, kommt es zu flüssigen metallischen Brücken. Ist die Verdampfungstemperatur des Kontaktmate-rials erreicht, so lösen sich die Metallbrücken explosionsartig auf, und heiße Flecken

auf der Kontaktoberfläche der Kathode – sogenannte Kathodenflecke²¹ – entstehen. Diese Kathodenflecke sind Ausgangspunkte für verdampfendes Metall und bewirken ein säulenförmiges Metaldampfplasma²² zwischen den Kontakten. Ein einzelner Kathodenfleck hat dabei einen Durchmesser im μm -Bereich und kann einen Strom²³ von ca. 75 . . . 100 A bei Kupfer und ca. 30 . . . 50 A bei Chrom führen. Während seiner „Lebensdauer“ (im Bereich einiger Nanosekunden) bewegt er sich über die Kontaktoberfläche (Geschwindigkeiten von bis zu einigen $100 \frac{\text{m}}{\text{s}}$) und hinterlässt kleine Krater. Die Anzahl der Kathodenflecke hängt von der Höhe des Stroms ab. Eine exakte Anzahl lässt sich allerdings kaum vorhersagen. Mit steigendem Strom steigt auch die Anzahl der Kathodenflecke proportional an. Diese verteilen sich dabei gleichmäßig über die gesamte Oberfläche der Kathode. Die „Plasmasäulen“ der einzelnen Kathodenflecke bilden zusammen ein einheitliches Metaldampfplasma, welches den Raum zwischen den Kontakten nahezu gleichmäßig ausfüllt. Dieser Zustand des Schaltlichtbogens wird als „diffuser Lichtbogen“²⁴ bezeichnet und existiert bei kleinen Strömen im einstelligen Kiloamperebereich.

Im Falle eines hohen auszuschaltenden Stroms nimmt mit weiter ansteigendem Strombetrag nicht nur die Anzahl der Kathodenflecken zu, auch der Einfluss des Eigenmagnetfeldes des Lichtbogens gewinnt an Bedeutung. Im Bereich von 5 . . . 10 kA beginnt sich der diffuse Lichtbogen durch sein Eigenfeld einzuschnüren und zieht sich vor der Anode des Kontaktpaares zu einem Anodenfleck²⁵ zusammen. Bei Strömen ab 10 kA kann daher von einer kontrahierten Hochdrucksäule als Lichtbogenform zwischen Anode und Kathode ausgegangen werden. Aufgrund des höheren Stroms und der nun eingeschränkten Nutzung der Kontaktoberfläche für den Stromfluss, kommt es an den Fußpunkten des kontrahierten Lichtbogens²⁶ zu einer erheblichen Temperaturerhöhung. Dies begünstigt das Aufschmelzen und Verdampfen des Kontaktmaterials. Die Metaldampfdichte in der Vakuumschaltröhre nimmt stark zu. Um bei höheren Strömen den punktuellen Abbrand der Kontakte zu unterbinden bzw. die Abnutzung über die gesamte Oberfläche der Kontakte gleichmäßig zu verteilen, werden die im vorherigen Abschnitt 2.8.1 beschriebenen RMF- oder AMF-Kontaktsysteme eingesetzt.

Abbildung 2.29 zeigt eine vereinfachte Darstellung der verschiedenen Erscheinungsformen eines Vakuumlichtbogens frei nach [Sla 2008] während einer Halbwelle eines hohen sinusförmigen Stromverlaufs (ohne magnetische Beeinflussung des Lichtbogens durch das Kontaktsystem).

Nach dem Erreichen des Scheitelwerts eines sinusförmigen Wechselstroms nimmt der Strom durch die Vakuumschaltröhre wieder ab. Fällt er nun auf Werte im einstel-

²¹ Englisch: „cathode spot“

²² Englisch: „bridge column arc“

²³ Die Stromtragfähigkeit ist vom Material der Kontaktoberflächen abhängig, siehe z.B. [BMS 1995], [Lip 2003], [Sla 2008].

²⁴ Englisch: „diffuse arc“

²⁵ Englisch: „anode spot“

²⁶ Englisch: „column arc“

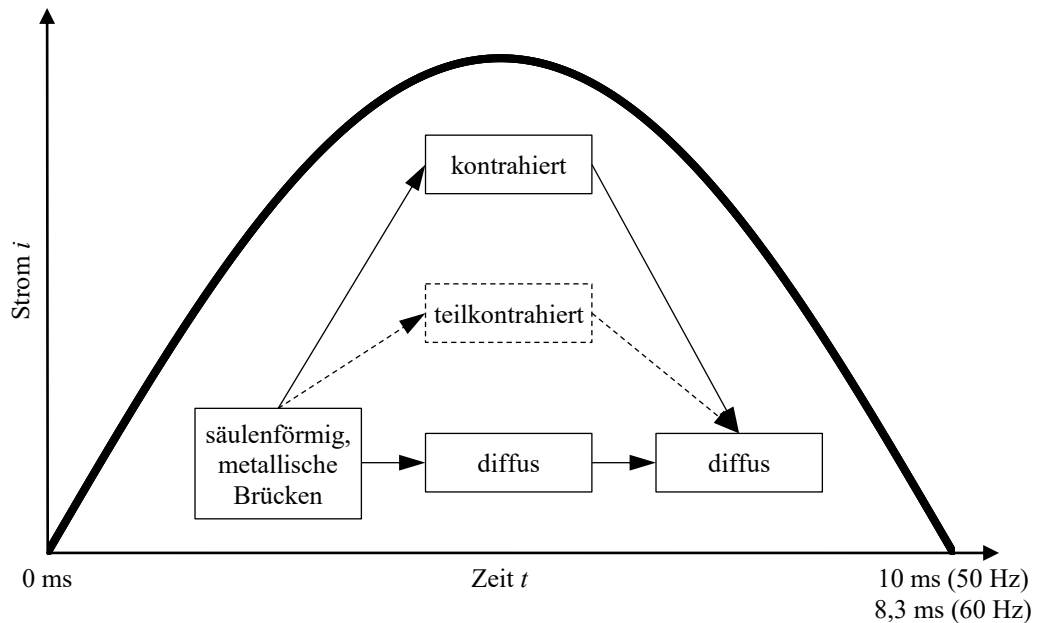


Abbildung 2.29: Vereinfachte Darstellung der verschiedenen Erscheinungsformen eines Vakuumlichtbogens bei einem hohen sinusförmigen Stromverlauf frei nach [Sla 2008] (Kontakttrennung zum Zeitpunkt $t = 0$ ms)

ligen Kiloamperebereich zurück, so wechselt der kontrahierte Lichtbogen wieder in einen diffusen Zustand mit einzelnen Kathodenflecken als Plasmaquellen über. Das nachfolgende Verhalten ist nun vom zuvor geflossenen Strom abhängig.

Mit weiter abnehmendem Strom verringert sich auch die Anzahl der Kathodenflecke, bis nur noch ein einzelner Fleck übrig ist. Erhält dieser Kathodenfleck nun aufgrund des abnehmenden Stroms zu wenig Energie, so wird er wegen des fallenden Verlaufs seiner Spannungs-Strom-Kennlinie instabil. In Verbindung mit dem von außen angeschlossenen Stromkreis bewirkt diese Instabilität einen hochfrequenten Ausgleichsvorgang, der dem Strom durch die Vakuumschaltröhre überlagert wird. Dabei kommt es schon vor dem eigentlichen natürlichen Stromnulldurchgang des Wechselstroms zu Nulldurchgängen, in denen die Vakuumschaltröhre den Strom unterbricht. Dieses Phänomen wird als Stromabriss²⁷ bezeichnet und ist stark von den Materialeigenschaften des verwendeten Kontaktwerkstoffs sowie dem angeschlossenen Stromkreis und dem Stromscheiden abhängig (siehe z.B. [Lip 2003], [Sla 2008], [Hal 2013]). Gerade beim Schalten kleiner induktiver Ströme (bis zu einigen hundert Ampere) treten Stromabrissphänomene mit entsprechenden Überspannungen, die negative Auswirkungen für benachbarte Betriebsmittel haben können, auf. Da der induktive Strom der Lastinduktivität bei der Trennung von der Speiseseite weiter getrieben wird, kommutiert der Strom durch die plötzliche Stromunterbrechung von der Lastinduktivität auf deren parasitäre Kapazitäten und lädt diese über die

²⁷ Englisch: „chopping current“

maximale netzfrequente Spannung hinaus auf. Es entstehen Überspannungen. Dieser Effekt tritt grundsätzlich bei allen Schaltmedien auf und kann nicht verhindert werden.

Neben dem Stromabriss ist auch das Phänomen der multiplen Wiederzündungen²⁸ mit dem Schalten von kleinen induktiven Strömen verbunden. Die Lastinduktivität stellt mit ihrer parasitären Kapazität einen gedämpften Schwingkreis dar, dessen hohe Eigenfrequenz die transiente wiederkehrende Spannung bestimmt. Ist die dielektrische Festigkeit der Schaltstrecke nach der Stromunterbrechung unzureichend, da z.B. noch kein ausreichender Kontaktabstand aufgebaut ist, so führt dies zum Versagen der Schaltstrecke. Es kommt zu einem hochfrequenten Ausgleichsstrom, den die Vakuumschaltröhre im Stromnulldurchgang für einen erneuten Lösversuch ausnutzt, bevor sich ein netzfrequenter Stromfluss einstellen kann. Da die Frequenz des Ausgleichsvorgangs im Vergleich zur Netzfrequenz deutlich hochfrequenter ist und bezogen auf die auftretenden Stromnulldurchgänge sich die dielektrische Festigkeit der Schaltstrecke nur geringfügig verändert hat, kommt es konsequenterweise zu einem wiederholten dielektrischen Spannungszusammenbruch. Dieser Vorgang kann sich mehrfach wiederholen, und die resultierenden Überspannungen steigen mit jeder Wiederzündung weiter an (siehe z.B. [Wil 1991], [Hel 1997] oder [Lip 2003]).

Beim Unterbrechen von hohen Strömen sind von der Hochstromphase bis zum Zeitpunkt $I = 0$ A ausreichend Ladungsträger in der Schaltstrecke vorhanden, die den Stromfluss aufrecht erhalten, sodass es kaum bzw. zu keinen Stromabrissphänomenen kommt. In diesem Fall baut sich unmittelbar nach der erfolgreichen Stromunterbrechung die wiederkehrende Spannung²⁹ (RV) über den geöffneten Kontakten auf. Die Wiederverfestigung der Schaltstrecke hängt nun von den noch vorhandenen Ladungsträgern sowie dem Metaldampf in der Schaltstrecke ab. Durch den Stromnulldurchgang ändert sich die Polarität der Anordnung. Die Ionen bewegen sich aufgrund ihrer hohen Massenträgheit weiter in Richtung der „neuen“ Kathode, wohingegen die deutlich beweglicheren Elektronen ihre Richtung ändern und sich zur „neuen“ Anode hin bewegen. Diese Bewegung der Ladungsträger wird als Nachstrom³⁰ bezeichnet. Der Nachstrom kann bis zu einigen Millisekunden andauern und Werte im Bereich von mehreren Ampere annehmen (siehe z.B. [Bet 1999], [Lip 2003], [Sla 2008]). Für die erfolgreiche Wiederverfestigung der Schaltstrecke ist nach [DS 1993] die Metaldampfdichte entscheidend. Bei niedrigen Strömen und einem diffusen Lichtbogen ist die Menge an aufgeschmolzenem Kontaktmaterial sehr gering. Dies hat zu Folge, dass auch die Metaldampfdichte niedrig ist, was die Unterbrechung des Stroms begünstigt. Ein kontrahierter Lichtbogen, bedingt durch einen hohen Strom, bewirkt hingegen eine hohe Metaldampfdichte und erschwert damit die Stromunterbrechung durch die Vakuumschaltröhre.

²⁸ Englisch: „multiple restrikes“

²⁹ Englisch: „recovery voltage“

³⁰ Englisch: „post arc current“

2.8.3 Unterbrechen von Gleichströmen mit einer Vakuumschaltröhre

Da kommerziell verfügbare Vakuumschaltröhren einen Stromnulldurchgang zur Unterbrechung eines Stroms benötigen, sind sie ohne weitere Maßnahmen zum Unterbrechen von Gleichströmen³¹ eher ungeeignet. Eine zusätzliche externe Beschaltung, wie z.B. ein paralleler Schwingkreis, ein eingepprägtes Magnetfeld (z.B. auch in [Sla 2008], Gleichströme bis ca. $I_{DC} = 15 \text{ kA}$ möglich) oder ein in Reihe geschalteter Strombegrenzer sind zur Kommutierung und damit zur Unterbrechung eines Stroms notwendig. Weiterhin müssen Maßnahmen zur Aufnahme der im Netz zum Ausschaltzeitpunkt vorhandenen Energie getroffen werden.

In zahlreichen Veröffentlichungen wurden Gleichstromschalter mit Vakuumschaltern vorgestellt. Varianten, die mit einem aktiven parallelen Schwingkreis arbeiten, stellen dabei den bekanntesten und wichtigsten Gleichstromschaltertyp dar. Für hohe Schaltleistungen in Kombination mit geringen Durchlassverlusten im eingeschalteten Betriebszustand bieten diese Schaltertypen das größte Potential. Ihr prinzipieller Aufbau entspricht dem in Abbildung 2.9 dargestellten Schaltplan (siehe Kapitel 2.4.2). Durch den parallelen Schwingkreis wird dem Gleichstrom während des Ausschaltvorgangs im Hauptstrompfad ein hochfrequenter oszillierender Strom mit entgegengesetzter Stromrichtung, ein sogenannter Strom-Null-Impuls³², überlagert. Dies bewirkt einen künstlichen Stromnulldurchgang im Hauptstrompfad des Gleichstromschalters. Im Idealfall unterbricht die Vakuumschaltröhre den Strom bei diesem künstlichen Stromnulldurchgang. Der weitere Ausschaltvorgang verläuft nun analog der Beschreibung in Kapitel 2.4.2. Da Vakuumschaltröhren nur eine sehr geringe Lichtbogenspannung³³ aufweisen, ist im parallelen Kommutierungsstrompfad nur ein aktiver Schwingkreis einsetzbar. Ein passiver Schwingkreis nach Kapitel 2.4.2 lässt sich nicht verwenden.

Ein wichtiger Parameter für eine erfolgreiche Stromunterbrechung durch eine Vakuumschaltröhre ist die Frequenz des auszuschaltenden Stroms und damit verbunden die Steilheit des Stroms zum Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs. In einem Wechselstromkreis kann die maximale Stromsteilheit beim Nulldurchgang durch

$$\frac{di}{dt} = -\omega \cdot I_{\text{Peak}} \quad (2.4)$$

³¹ Ausnahme: Sehr kleine Gleichströme bis ca. 10 A.

³² Wenn im Rahmen dieser Arbeit von einem Strom-Null-Impuls die Rede ist, so ist kein klassischer Impuls aus der Systemtheorie gemeint. Ein Strom-Null-Impuls zur Erzeugung eines künstlichen Stromnulldurchgangs bezeichnet hier eine oszillierende hochfrequente Stromschwingung.

³³ Die Lichtbogenspannung liegt bei diffusen Lichtbögen unter 50 V. Bei hohen Strömen kann sie Werte von 100...200 V (bei kontrahierten Lichtbögen wird sie von hochfrequenten Schwingungen mit Spitzenwerten im kV-Bereich überlagert) annehmen. Sie ist von der Stromhöhe, vom Kontaktmaterial, dem Kontaktsystem und dessen Magnetfeld abhängig [Lip 2003].

mit $\omega = 2\pi f$ bestimmt werden. Bei einer Netzfrequenz von 50 Hz liegt diese damit je nach Stromhöhe im Bereich von einigen wenigen Ampere pro Mikrosekunde (z.B. $\frac{di_{k,eff}}{dt} \approx 11 \frac{A}{\mu s}$ bei einem Kurzschlussstrom von $i_{k,eff} = 25 \text{ kA}$). Nach [Sla 2008] gibt es ein Optimum für die Unterbrechungsfähigkeit von hohen Strömen bei Frequenzen im Bereich von 40 ... 100 Hz. **Abbildung 2.30** zeigt die Unterbrechungsfähigkeit von Vakuumschaltröhren als Funktion der Frequenz des zu unterbrechenden Stroms.

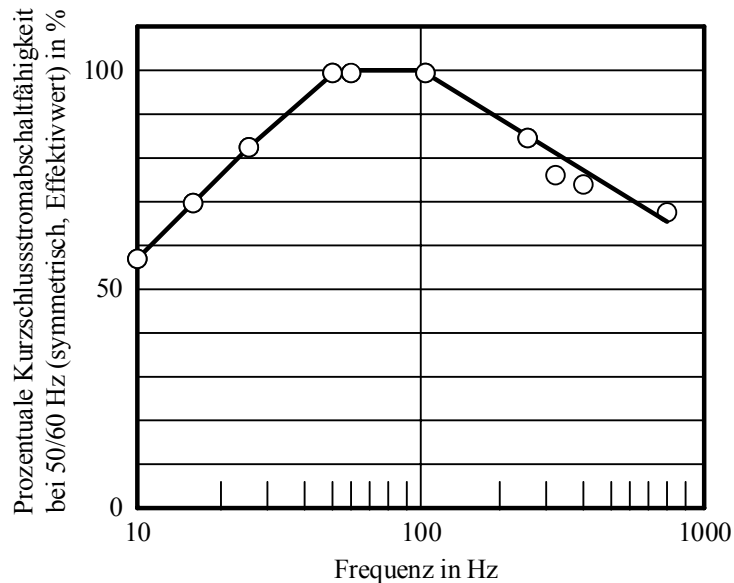


Abbildung 2.30: Stromunterbrechungsfähigkeit von Vakuumschaltröhren als Funktion der Frequenz des elektrischen Systems frei nach [Sla 2008]

Aus dem Graphen in Abbildung 2.30 geht hervor, dass mit steigender Frequenz die Fähigkeit sinkt, hohe Ströme zu schalten. Es wird allerdings auch deutlich, dass Vakuumschaltröhren durchaus auch Ströme mit einer hohen Frequenz und einer erheblich höheren Stromsteilheit zum Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs als bei einem 50 Hz-Wechselstromnetz unterbrechen können.

Befindet sich der Vakuumlichtbogen kurz vor dem Stromnulldurchgang im diffusen Zustand, so ist sein Erscheinungsbild von Kathodenflecken geprägt. Für eine erfolgreiche Stromunterbrechung ist nun die Zeitkonstante zum Erstarren der Region eines Kathodenflecks nach dessen „Absterben“ wichtig. Die Stromänderung muss dabei langsamer als die Ausbreitung des Lichtbogenplasmas sowie die Folgeeffekte nach dem Verlöschen eines Kathodenflecks sein. Diese Zeitkonstante liegt im Mikrosekundenbereich, sodass ein Kathodenfleck auf Stromänderungen im Bereich von $100 \frac{A}{\mu s}$ problemlos reagieren kann (siehe z.B. [Sla 2008]) und damit im Stromnulldurchgang eine Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre erfolgt. Vakuumschaltröhren besitzen somit eine hohe Löschfähigkeit in Bezug auf sich schnell verändernde Ströme und eignen sich daher sehr gut für den Einsatz in einem Gleichstromschalter mit einem aktiven Schwingkreis. Aufgrund der höheren zulässigen Stromsteilheit des

RLC-Schwingkreises kann der vorgeladene Kondensator verhältnismäßig klein ausgelegt werden.

Durch die Größe des Kondensators im Kommutierungspfad wird allerdings auch die Steilheit der wiederkehrenden Spannung, die auf die sich wiederverfestigende Schaltstrecke wirkt und ein weiterer wichtiger Parameter für eine erfolgreiche Stromunterbrechung ist, beeinflusst. Da näherungsweise

$$\frac{du}{dt} = \frac{i_{\text{DC}}}{C_C} \quad (2.5)$$

gilt, bedeutet ein kleinerer Kondensator auch eine höhere Spannungssteilheit. Im Vergleich zum konventionellen Einsatz in einem Wechselstromnetz ohne zusätzliche Kapazität ist allerdings durch den parallelen Schwingkreis die Steilheit der wiederkehrenden Spannung beim Schalten von Gleichströmen niedriger und stellt somit für eine Vakuumschaltröhre keine große Herausforderung dar.

In den verschiedenen Veröffentlichungen, in denen Vakuumschalter in Kombination mit einem aktiven Schwingkreis als Gleichstromschalter beschrieben werden, sind oft nur spärliche oder teilweise auch sehr unterschiedliche Angaben bezüglich dieser Parameter zu finden. Werte von einigen $\frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$ bis hin zu Werten im Bereich von wenigen $\frac{\text{kA}}{\mu\text{s}}$ für die Steilheit des Stroms im Nulldurchgang werden angegeben. Betrachtet man beispielsweise die Erkenntnisse und Angaben in [DIP 1979], [Pre 1982], [Yan 1982], [BMM 1988], [GG 1989], [BLM 1998], [PPS 1999], [AIS 1999], [Lip 2003], [Oda 2007], [Alf 2008], [Sla 2008] [Shi 2010] oder [Shi 2015], so lassen sich plausible Werte für die Stromsteilheiten beim Stromnulldurchgang im Bereich von $\frac{di}{dt} \approx 100 \dots 800 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$ und Steilheiten der wiederkehrenden Spannung von $\frac{du}{dt} \approx 1 \dots 10 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$ für eine erfolgreiche Stromunterbrechung herauslesen bzw. errechnen. Allgemein sind für hohe auszusaltende Ströme ($> 10\text{kA}$) niedrige Werte für die Stromsteilheit beim Nulldurchgang notwendig, wohingegen bei niedrigen Strömen ($< 10\text{kA}$) auch höhere Werte möglich sind (die Aussage gilt nur für gleiches $\frac{du}{dt}$). Untersuchungen zum multiplen Wiederzünden von Vakuumschaltröhren nach der Unterbrechung eines sinusförmigen Wechselstroms mit Stromschwingungen im Kiloherzbereich bestätigen diese Aussage (z.B. [Wil 1991], [HL 1996], [Hel 1997] oder [Lip 2003]).

Neben der Stromhöhe hat allerdings auch die Lichtbogenzeit eine Auswirkung auf die Stromlöschfähigkeit einer Vakuumschaltröhre. Dazu beschreiben beispielsweise [BMM 1988], [NMY 2008] oder [NYM 2010], dass bei kurzen Lichtbogenzeiten (ungefähr $< 3\text{ms}$) hohe Ströme schlechter unterbrochen werden können. Diese Tatsache lässt sich z.B. auf die unmittelbar nach der Kontakttrennung noch vorhandenen metallischen Brücken beim Entstehen des Vakuumlichtbogens und das vorhandene Restplasma zurückführen.

Zur Beeinflussung des Strom-Null-Impulses und damit der Steilheit des Stromes zum Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs kann auch eine sättigende Induktivität

bzw. eine Sättigungsdrossel³⁴ verwendet werden. Diese besitzt einen ferromagnetischen Kern mit einer hohen Permeabilität und wird in der Masche aus Vakuum-schaltröhre und RLC-Reihenschwingkreis zusätzlich oder anstatt der Induktivität ohne Kern verwendet. Die Sättigungsdrossel wird dabei vorzugsweise im Hauptstrompfad, seltener im parallelen Kommutierungspfad oder in beiden Strompfaden (ggf. auch magnetisch gekoppelt) eingesetzt. Eine Sättigungsdrossel besitzt bei niedrigen Strömen eine relativ hohe Induktivität (z.B. $150 \dots 200 \mu\text{H}$), wohingegen sie bei hohen Strömen eine niedrige Induktivität (z.B. $2 \dots 10 \mu\text{H}$) aufweist. Fließt der normale Betriebsstrom über den Vakuumschalter und die in Reihe geschaltete Sättigungsdrossel im Hauptstrompfad, so hat diese eine geringe Induktivität. Änderungen des Laststroms werden kaum beeinflusst. Erfolgt beim Ausschaltvorgang der Strom-Null-Impuls, so geht die Sättigungsdrossel kurz vor dem Stromnulldurchgang (einige 10 A) vom gesättigten in den ungesättigten Zustand über und stellt damit eine hohe Induktivität für den Schwingkreis dar. Die Frequenz des Strom-Null-Impulses wird kleiner, sodass sich die Stromsteilheit beim Stromnulldurchgang erheblich verringert. Der sinusförmige Stromimpuls wird damit im Bereich des Scheitels abgeflacht (vergleichbar einer symmetrischen trapezförmigen Impulsform). Im Zusammenspiel mit einer geringen Kapazität (evtl. in diskreter oder parasitärer Form) parallel zur Vakuum-schaltröhre wirkt sich dies nach erfolgreicher Unterbrechung auch durch eine kurze Verzögerung der wiederkehrenden Spannung positiv auf das Löschverhalten der Vakuum-schaltröhre aus. Je nach verwendeter Sättigungsdrossel kann der Strom-Null-Impuls bei höheren Strömen, während sich die Drossel noch im gesättigten Zustand befindet, Stromsteilheiten von z.B. über $\frac{di}{dt} \approx 800 \dots 1000 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$ aufweisen, wohingegen die Stromsteilheit kurz vor dem Stromnulldurchgang auf Werte von unter $\frac{di}{dt} \approx 100 \dots 200 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$ sinkt. Teilweise werden in der Literatur aber auch deutlich niedrigere Werte genannt. Beispiele für Gleichstromschalter mit einer Vakuum-schaltröhre und einer Sättigungsdrossel werden in [GBK 1972], [GL 1972], [AC 1978], [DIP 1979], [Pre 1982], [BMM 1988], [Sla 2008], [NYM 2010] oder [Tok 2015] beschrieben.

³⁴ Englisch: „saturable reactor“

3 Motivation und Ziele der Arbeit

Durch die aktuelle Entwicklung, in Zukunft auch Gleichstromsysteme in Übertragungs- und Verteilnetze zu implementieren, werden Gleichstromschalter für die Mittel- und Hochspannungstechnik notwendig. Mit der bisherigen kommerziell verfügbaren Technologie der Gleichstromschalter im Bahnnetzbereich für Spannungen von bis zu einigen wenigen Kilovolt ($< 10 \text{ kV}$) lässt sich diese Herausforderung nicht beherrschen. Neben den technischen Anforderungen an solche Schalter wären die Abmessungen, Kosten oder auch notwendigen Lichtbogenlängen so immens hoch, dass diese Technologie für Anwendungen bei höheren Spannungen ausscheidet.

Gleichstromsysteme der Mittel- und Hochspannungstechnik erfordern andere Konzepte und Lösungen zum Unterbrechen und Beherrschen der Ströme. Für den Betrieb eines Gleichstromnetzes wird die Anzahl der Schalter sehr schnell die Anzahl der angeschlossenen Umrichter an den Verbindungspunkten zum Wechselstromnetz übersteigen (siehe z.B. [Fra 2011]). Demnach sind niedrige Durchlassverluste zur Reduktion der Energieverluste im Betrieb, geringer Platzbedarf und finanzieller Aufwand pro Gleichstromschalter sowie ein einfaches, sicheres und zuverlässiges Design für einen Gleichstromschalter neben der Erfüllung seiner elektrischen Anforderungen entscheidend.

Ein mechanischer Gleichstromschalter mit aktivem Schwingkreis im parallelen Kommutierungspfad und einer³⁵ kommerziell verfügbaren Vakuumschaltröhre als Kernelement stellt für diese und sämtliche elektrische Anforderungen eine sehr gute Wahl dar und ist damit Ziel der Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit. Da Vakuumschaltröhren für sich alleine nicht zur Unterbrechung von Gleichströmen geeignet sind, sind Kenntnisse der Stromunterbrechungsfähigkeit bei einem künstlichen hochfrequenten Stromnulldurchgang – durch einen eingepprägten Strom-Null-Impuls – für einen solchen Gleichstromschalter erforderlich.

In verschiedenen Veröffentlichungen (siehe Beispiele in Kapitel 2) lässt sich das Prinzip eines einfachen mechanischen Gleichstromschalters mit einer Vakuumschaltröhre im Hauptstrompfad, einem parallelen RLC-Reihenschwingkreis mit einem vorgeladenen Kondensator sowie einem energieaufnehmenden Strompfad wiederfinden. Dabei sind jedoch in der Regel keine oder nur sehr wenige bzw. unterschiedliche Angaben bezüglich der Auslegungen der Kommutierungspfade und der Unterbrechungsfähigkeit von Vakuumschaltröhren durch hochfrequente Stromimpulse zu finden. Auf-

³⁵ Bei höheren Spannungsebenen sind ggf. auch mehrere Vakuumschaltröhren in Serie erforderlich.

grund von unterschiedlichen Voraussetzungen und Bedingungen, wie z.B. verschiedenen Ausschaltströmen, Vakuumröhrentypen, Kontaktabständen oder Lichtbogenzeiten, ist ein direkter Vergleich damit nur eingeschränkt möglich. Weiterhin werden häufig auch nur sehr wenige verschiedene Gleichstromwerte (z.B. vorzugsweise ein Laststrom oder ein hoher Fehlerstrom) betrachtet, und teilweise wird nicht der exakte Wert zum Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs sondern die mittlere Steilheit des Strom-Null-Impulses bzw. der wiederkehrenden Spannung angegeben.

Ein ähnliches Bild zeigt sich auch bei der Auswertung von Veröffentlichungen mit den etwas aufwendigeren mechanischen Gleichstromschaltern mit einer Vakuumschaltröhre und einer Sättigungsdrossel in Reihe, wie im vorherigen Kapitel 2.8.3 beschrieben. Detailangaben oder z.B. ein Kennlinienverlauf sind eher nicht zu finden. Darüber hinaus bietet der Einsatz einer Sättigungsdrossel auch keinen wirklichen nennenswerten Vorteil. Durch den Einsatz einer Sättigungsdrossel kann zwar die Stromsteilheit im Bereich des Stromnulldurchgangs in Bezug auf die Stromunterbrechung der Vakuumschaltröhre positiv beeinflusst und ein Strom-Null-Impuls mit höherer Frequenz gewählt werden, allerdings erlaubt dies keine signifikante energetisch kleinere Auslegung des parallelen vorgeladenen Kondensators, da es sonst zu keinem Stromnulldurchgang kommt. Grund dafür ist, dass der Kondensator ausreichend Energie benötigt, damit er im Bereich der niedrigen Stromsteilheit bei ungesättigter und damit hoher Induktivität noch ausreichend Spannungsreserven besitzt, um den erforderlichen Stromnulldurchgang sicherzustellen. Eine Kostenreduktion des gesamten Gleichstromschalters durch einen kleineren Kondensator ist damit nicht möglich. Betrachtet man ohnehin die mittlere Stromsteilheit und damit den gesamten Strom-Null-Impuls eines mechanischen Gleichstromschalters mit einem Vakuumschalter vom Beginn des Initiierens (Schließen des Drauf- oder Zugschalters im Kommutierungspfad) bis zum tatsächlichen Stromnulldurchgang, so ergeben sich kaum Unterschiede bei einem Schwingkreis mit sättigender oder linearer Induktivität. Weiterhin muss eine Sättigungsdrossel im Hauptstrompfad für Last- und Fehlerströme ausgelegt sein, was mit einer entsprechend aufwendigen Konstruktion (z.B. großes Bauvolumen, spezielle Isolation der Windungen, Kernmaterial etc.) und ggf. Verlusten im Betriebsfall einhergeht. Für den Fall, dass der Kondensator nicht entgegengesetzt aufgeladen ist, sodass der Strom-Null-Impuls erst in Richtung des Gleichstroms im Vakuumschalter überlagert wird und anschließend nach dem Umladen des Kondensators dem Gleichstrom entgegen wirkt (vgl. Schaltprinzip in Abbildung 2.10b), ist der Stromscheitelwert aufgrund der niedrigen Induktivität der Sättigungsdrossel bei hohen Strömen deutlich höher als bei einem RLC-Schwingkreis mit linearer Induktivität ohne Kernmaterial. Dies bedeutet eine höhere Belastung des Gleichstromschalters, da, wie sich im weiteren Verlauf dieser Arbeit in den Ergebnissen in Kapitel 5.1.2 noch zeigen wird, sich dieser höhere Stromimpuls nachteilig auf die Löschfähigkeit der Vakuumschaltröhre auswirkt. Diese oder weitere Kritikpunkte an dem Einsatz einer Sättigungsdrossel werden z.B. in [GBK 1972], [Pre 1982] oder [BLM 1998] genannt.

Unter Berücksichtigung der zuvor genannten Voraussetzungen, Bedingungen und Anforderungen stellt ein mechanischer Gleichstromschalter mit einer kommerziell verfügbaren Vakuumschaltröhre mit einer relativ einfachen externen Beschaltung zur Erzeugung des künstlichen Stromnulldurchgangs und zur Aufnahme der im Netz zum Ausschaltzeitpunkt vorhandenen Energie die bevorzugte Wahl dar. Zur Realisierung eines solchen Gleichstromschalters sind folgende grundlegende Untersuchungen erforderlich:

- Die Ermittlung eines Kennlinienverlaufs der Löschfähigkeit von Vakuumschaltröhren bei einem eingepprägten Strom-Null-Impuls und damit einem künstlichen hochfrequenten Stromnulldurchgang ist eine Grundvoraussetzung. Da Platten- oder Knopfkontakte in ihrer Leistungsfähigkeit bei hohen Strömen stark eingeschränkt sind, sind nur AMF- oder RMF-Kontakte Gegenstand der experimentellen Untersuchungen.
- Für den Fall, dass in einem Gleichstromnetz eine Lastflussrichtungsumkehr stattfinden können soll, kann dies z.B. durch eine Änderung der Stromrichtung erreicht werden. Damit wird ein bidirektionaler Betrieb des Gleichstromschalters erforderlich. Es ist daher notwendig die Stromrichtung in der Vakuumschaltröhre sowie den Einfluss der Richtung des Strom-Null-Impulses zu betrachten.
- Um die Unterbrechung von niedrigen und hohen Strömen – z.B. Last- oder Fehlerströmen – gleichermaßen zu beherrschen, können einerseits für verschiedene Strombereiche unterschiedliche parallele Kommutierungspfade vorgehalten werden. Alternativ kann ein für alle niedrigen und hohen Ströme geeigneter Strom-Null-Impuls vorteilhafter sein. Zur Optimierung des Gleichstromschalterdesigns sind diesbezügliche Untersuchungen erforderlich.
- Neben einem sinusförmigen Strom-Null-Impuls können auch andere Impulsformen vorteilhaft zur Erzeugung eines künstlichen Stromnulldurchgangs sein. Das Finden einer besser geeigneten Impulsform und -dauer ist daher ebenfalls förderlich für einen aktiven mechanischen Gleichstromschalter mit einer Vakuumschaltröhre.
- Da die im Netz zum Schaltzeitpunkt vorhandene Energie durch den Gleichstromschalter aufgenommen werden muss, sind Kenntnisse zur Auslegung des Energieabsorbers bzw. des Überspannungsableiters im energienehmenden Strompfad elementar wichtig. Diese Thematik ist daher ebenfalls Teil dieser Arbeit.

Neben den zuvor genannten Themen, die die Auslegung und das Design eines aktiven mechanischen Gleichstromschalters mit einer Vakuumschaltröhre betreffen, ist auch das Prüfen solcher Schalter ein wichtiger Aspekt. Häufig stellen Gleichstromprüfkreise keine vollständige Nachbildung des Netzes dar, sodass während einer Prüfung

kaum alle Belastungen und Herausforderungen an den Gleichstromschalter abgedeckt sind. Im Vergleich zu Prüfkreisen für Wechselstromschalter sind Prüfkreise für Gleichstromschalter heute noch nicht klar definiert und etabliert. Folglich sind Prüfkreise für Gleichstromschalter Gegenstand der aktuellen Forschung und Diskussion und werden daher auch im Rahmen dieser Arbeit thematisiert. Es wird eine von einem Sinusverlauf abweichende Stromform vorgeschlagen und diskutiert.

4 Versuchsaufbau und Messmethodik

In diesem Kapitel werden das im Rahmen dieser Arbeit untersuchte Gleichstromschaltprinzip mit einer Vakuumschaltröhre sowie die Vorgehensweise bei den experimentellen Untersuchungen vorgestellt. Zunächst werden verschiedene Prüfkreise für Gleichstromschalter kurz dargestellt und schließlich die verwendeten Prüfkreise näher erläutert. Nachfolgend werden der Ablauf sowie die Strom- und Spannungsverläufe während eines Schaltvorgangs detailliert beschrieben.

4.1 Mechanischer Gleichstromschalter mit einer Vakuumschaltröhre

Vakuumschalter sind Schaltgeräte, die zur Stromunterbrechung einen Nulldurchgang im Strom benötigen. Sie eignen sich damit hervorragend für den Einsatz in Wechselstromsystemen. Für die Unterbrechung von Gleichströmen sind hingegen zusätzliche Maßnahmen, wie z.B. eingeprägte Magnetfelder (siehe z.B. Kapitel 2.4.3) oder ein künstlich erzeugter Stromnulldurchgang (siehe Kapitel 2.4.2) notwendig.

Der Aufbau eines mechanischen Gleichstromschalters mit einer Vakuumschaltröhre erfolgt typischerweise nach dem in Abbildung 2.9 dargestellten Prinzip. Ein passives Schaltprinzip kann aufgrund der niedrigen Schaltlichtbogenbrennspannung nicht angewendet werden. Das im Rahmen dieser Arbeit verwendete Schaltprinzip basiert daher auch auf einem Schaltkonzept mit aktiv eingepprägtem künstlichem Strom-Null-Impuls.

Abbildung 4.1 zeigt das Schaltbild des Gleichstromschalters sowie Fotos einiger Elemente des Versuchsaufbaus. Ein ergänzendes Foto befindet sich in Abbildung A.1 im Anhang A.1. Die Vakuumschaltröhre ist in einer speziellen Schaltmaschine³⁶ mit einem hydraulischen Antrieb eingebaut. Durch Einstellen des Systemdrucks kann die Schaltgeschwindigkeit variiert werden. Für die experimentellen Untersuchungen wurde dabei eine mittlere Öffnungsgeschwindigkeit der Kontakte im Bereich von $t_{\text{open}} = 0,8 \dots 0,9 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ gewählt. Die Schaltmaschine hat eine Verzugszeit von ca. 33 ms von Signaleingang bis zur tatsächlichen Kontakttrennung und liegt damit im Bereich eines typischen kommerziellen Schalterantriebs. Diese relativ lange Öffnungszeit ist

³⁶ Vielen Dank der Firma Siemens AG, die die Schaltmaschine entwickelt und für die experimentellen Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit zur Verfügung gestellt hat.

zwar für einen Lastschalter in einem Gleichstromsystem unproblematisch, das Ausschalten eines Fehlerstroms sollte allerdings durch die Verwendung eines schnellen Auslösers und einem geeigneten elektromechanischen Antrieb erheblich schneller erfolgen. Die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten grundsätzlichen Untersuchungen zum Einsatz von Vakuumschaltröhren in Gleichstromschaltern sind allerdings von der relativ langen Verzugszeit der Schaltmaschine unabhängig und sind in der zeitlichen Schaltersteuerung eines Prüfzyklus berücksichtigt worden.

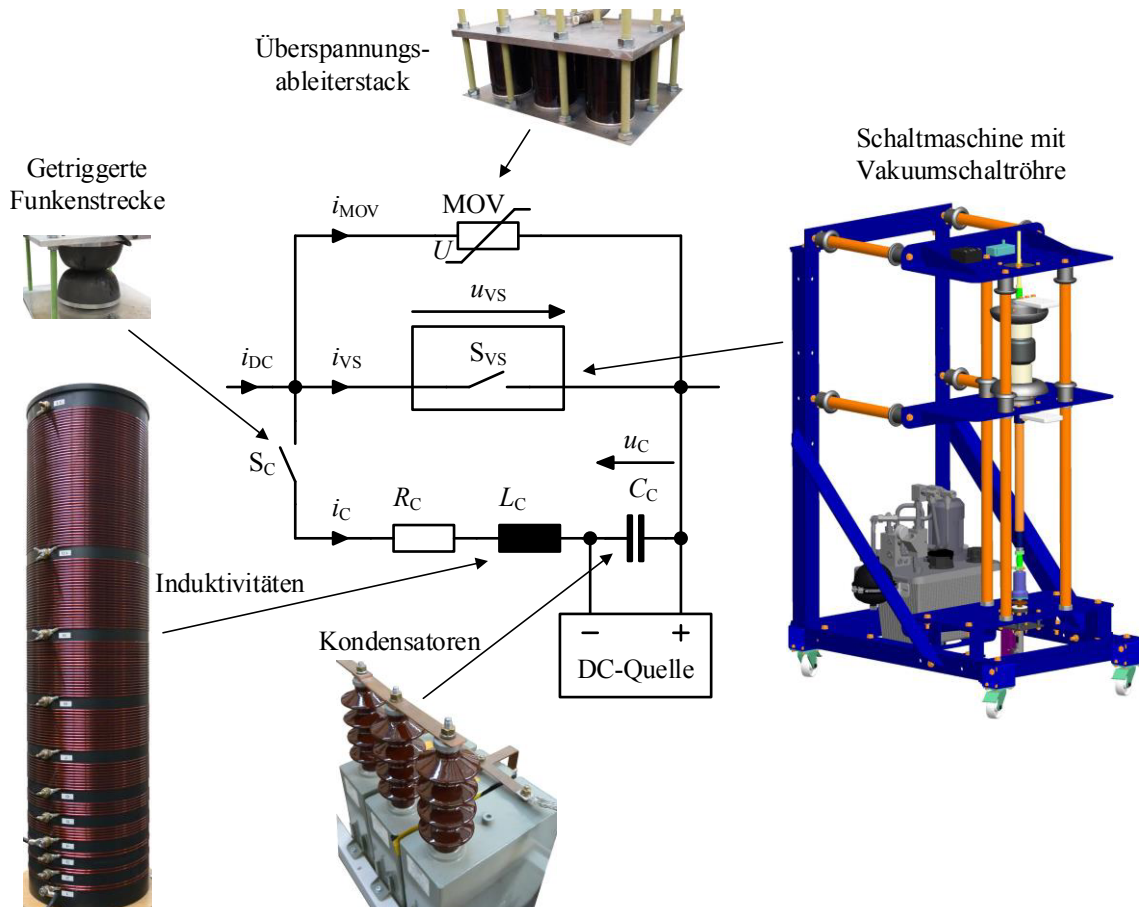


Abbildung 4.1: Schaltbild des Gleichstromschalters mit Vakuumschaltröhre und Fotos einzelner Elemente

Im parallelen Schwingkreis ist als Draufschalter S_C für den Strom-Null-Impuls eine getriggerte Funkenstrecke (bei den experimentellen Untersuchungen kamen sowohl eine luftisolierte als auch eine vakuumisolierte Funkenstrecke zum Einsatz) eingebaut. Die Funkenstrecke wird per Lichtwellenleiter angesteuert und hat Verzugszeiten von weniger als $5 \mu s$. Durch verschieden große Induktivitäten L_C , die Parallelschaltung von Kondensatoren C_C und Variation der Ladespannung u_C der Kondensatoren kann der Strom-Null-Impuls in seiner Amplitude, Frequenz und Polarität eingestellt werden. Für die experimentellen Untersuchungen wurden Induktivitäten

im Bereich von $L_C \approx 4,5 \dots 85 \mu\text{H}$, Kapazitäten im Bereich von $C_C = 5 \dots 16,5 \mu\text{F}$ und Ladespannungen des Kondensators von $u_C = \pm 0,1 \dots 50 \text{ kV}$ verwendet.

Der Überspannungsableiter im parallelen energieaufnehmenden Strompfad besteht aus einem Stack mit sechs parallelen Säulen aus jeweils drei in Reihe geschalteten MO-Varistoren³⁷. Das Ableiterstack ist zur Aufnahme der zum Ausschaltzeitpunkt im Prüfkreis vorhanden bzw. gespeicherten maximalen Energie ausgelegt und begrenzt die wiederkehrende Spannung auf $\hat{u}_{\text{VS}} \approx 35 \text{ kV}$ (maximaler Stromscheitelwert des Prüfkreises von $\hat{i} = 27 \text{ kA}$; höchster gemessener Stromscheitelwert während eines Schaltvorgangs im Rahmen der experimentellen Untersuchungen im energieaufnehmenden Strompfad von $\hat{i}_{\text{MOV}} \approx 40 \text{ kA}$ bei $i_{\text{DC}} \approx 22 \text{ kA}$). Für weitere Details bezüglich des Überspannungsableiters sei hier auf das Kapitel 6 verwiesen.

4.1.1 Prüfkreise zum Testen von Gleichstromschaltern unter Laborbedingungen

Die Entwicklung und der Einsatz von Gleichstromschaltern erfordert eine entsprechende Prüfung der Schaltgeräte. Typischerweise werden dazu Untersuchungen und Tests unter Laborbedingungen durchgeführt. Um das Schaltvermögen von Betriebs- und Fehlerströmen zu prüfen, existieren verschiedene Möglichkeiten. Im Folgenden werden einige typische Gleichstromprüfkreise vorgestellt:

- **Leistungsstarke Gleichstromquelle:**

Der Einsatz einer leistungsstarken Gleichstromquelle stellt den Idealfall zur Prüfung eines Gleichstromschalters dar. Aufgrund der hohen Leistung, die nötig ist, um einen hohen Strom zu liefern und nach der erfolgreichen Stromunterbrechung eine wiederkehrende Spannung entsprechend der Netzspannung bereit zu stellen, ist dieser Fall unter Laborbedingungen kaum realisierbar.

In [She 2008] wird ein synthetischer Prüfkreis als Kombination aus einem Stromrichter und einem Schwingkreis beschrieben. Mit einer konventionellen 12-pulsigen Gleichrichterschaltung wird aus einer dreiphasigen Wechselspannung ein konstanter Gleichstrom erzeugt. Da der Stromrichter nach erfolgreicher Stromunterbrechung keine ausreichend hohe Gleichspannung liefern kann, wird ein LC-Schwingkreis mit einem parallelen RC-Glied zur Erzeugung einer hohen wiederkehrenden Spannung parallel angeschlossen. Unmittelbar vor der Stromunterbrechung des Gleichstroms wird der Schwingkreis zugeschaltet, so dass der Gleichstrom von einem kleinen Stromimpuls überlagert wird. Bei erfolgreicher Stromunterbrechung bewirkt der LC-Schwingkreis mit dem parallelen RC-Glied dadurch eine schnell ansteigende hohe Spannung, die die wiederkehrende Spannung eines Netzes simuliert. Das Prinzip funktioniert ähnlich

³⁷ Jeder MO-Varistor hat einen Durchmesser von ca. 99 mm und ist ca. 44 mm hoch. Damit ergibt sich ein Volumen pro MO-Widerstand von ca. 339 cm^3 und ein Gesamtvolumen des Stacks von ca. 6097 cm^3 .

wie bei einem synthetischen Wechselstromprüfkreis nach *Weil-Dobke* (vgl. z.B. [Mor 1963], [And 1966], [WLR 1996], [Bet 1999], [She 2001]).

- **Asynchrones Schalten:**

Durch das asynchrone Zuschalten der einzelnen Phasen eines dreiphasigen sternförmig geschalteten Drehstromsystems (z.B. ein Leistungstransformator oder ein Kurzschlussgenerator) kann der dabei entstehende Gleichstromanteil der einzelnen Phasen über den im Sternpunkt angeschlossenen Neutralleiter fließen und als kurzzeitiger „Quasi-Gleichstrom“ ausgenutzt werden (siehe z.B. [SKY 2014], [Sme 2015], [Bel 2016], [BS 2017]). Amplitude, Anstieg und Abfall des kurzzeitigen „Quasi-Gleichstroms“ sind von der angeschlossenen Last (Gleichstromschalter mit hoher Lichtbogenbrennspannung stellen z.B. einen relativ hohen Lastwiderstand dar), den verwendeten Elementen und Kreisparametern sowie den Zeitpunkten, zu denen die einzelnen Phasen zugeschaltet werden, abhängig. Die maximale Stromamplitude im Neutralleiter lässt sich erreichen, indem die einzelnen Phasen im jeweiligen Spannungsnulldurchgang zugeschaltet werden.

- **Aufgeladene Induktivität:**

Bei einem Gleichstromprüfkreis mit aufgeladener Induktivität wird die gespeicherte magnetische Energie zur Erzeugung eines kurzzeitigen „Quasi-Gleichstroms“ ausgenutzt (siehe z.B. [MPW 1976], [Sen 1984], [SKY 2014], [Sme 2015], [Bel 2016], [BS 2017]). Durch einen Energiespeicher (Kondensator), eine Gleich- oder eine Wechselstromquelle wird eine Induktivität aufgeladen. Erreicht der Strom seinen Maximalwert, so wird die Energiequelle getrennt oder kurzgeschlossen, und die aufgeladene Induktivität hält den Stromfluss aufrecht. Der dabei entstehende langsam abfallende Strom kann in einem beschränkten Bereich als Gleichstrom betrachtet werden. Es sind sowohl einpolige/einphasige Varianten, als auch, um die Dauer des „Quasi-Gleichstroms“ zu verlängern, mehrphasige/mehrpolige Varianten (z.B. mit Hilfe eines Drehstromsystems oder mehrerer Kondensatoren und geeigneter zeitlicher Steuerung) möglich.

- **Sinusförmiger Prüfstrom:**

Die Verwendung eines sinusförmigen Prüfstroms zur Untersuchung eines Gleichstromschalters stellt eine sehr einfache Möglichkeit dar (siehe z.B. [Shi 1979], [VL 1986], [SKY 2014], [Sme 2015], [Bel 2016], [BS 2017]). Dabei wird der Strombereich um den Scheitel des sinusförmigen Stromverlaufs als Gleichstrom mit einer entsprechenden „Welligkeit“ betrachtet. Die Dauer des „Quasi-Gleichstroms“ hängt dabei stark von der Frequenz ab. Durch eine niedrige Frequenz kann daher entweder eine geringe „Welligkeit“ oder eine lange Lichtbogenzeit erreicht werden. Auch hier kann (z.B. bei hohen Frequenzen) durch eine Parallelschaltung mehrerer Phasen oder Schwingkreise die Dauer des „Quasi-Gleichstroms“ verlängert bzw. die Stromform beeinflusst werden.

Dies ist eines der für die experimentellen Untersuchungen angewandten Prin-

zipien. Die Frequenz des sinusförmigen Stromes wurde dabei auf ca. 24,2 Hz (entspricht einer Dauer von ca. 20,7 ms für eine Halbwelle) eingestellt. Niedrigere Frequenzen waren nicht zu erzielen, da sonst bei gegebener Ladekapazität die erzielbare Stromamplitude zu gering wird.

Zum Vergleich sind in **Abbildung 4.2** exemplarisch die Stromverläufe einer idealen Gleichspannungsquelle, eines Prüfkreises mit einer aufgeladenen Induktivität (der Stromverlauf beim asynchronen Schalten ist ähnlich) und bei einem sinusförmigen Prüfstrom dargestellt. Vereinfachte Schaltbilder zu den verschiedenen genannten Gleichstromprüfkreisen befinden sich im Anhang A.2.

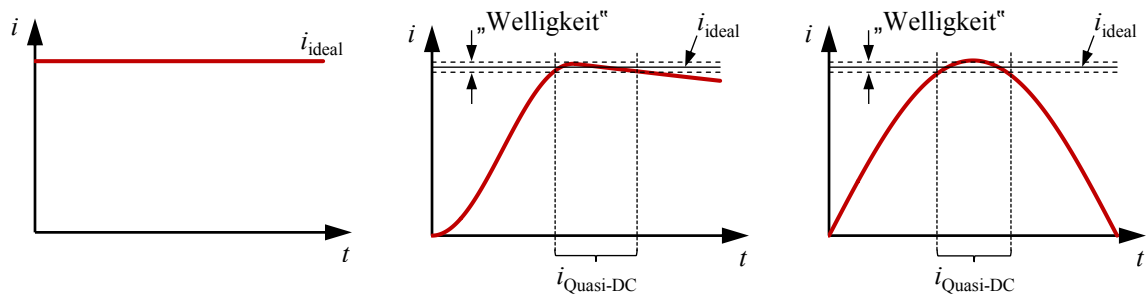


Abbildung 4.2: Stromverläufe einer idealen Gleichstromquelle (links), eines Prüfkreises mit einer aufgeladenen Induktivität (Mitte) und bei einem sinusförmigen Prüfstrom (rechts)

Trapezförmiger Prüfstrom:

Neben den aus der Literatur bekannten Prüfkreisen für Gleichstromschalter wurde im Rahmen dieser Arbeit noch eine weitere Prüfkreisvariante entwickelt³⁸. Durch die Nachbildung einer elektrischen Leitung in Form eines Kettenleiters lässt sich ein trapezförmiger Prüfstrom erzeugen. Dabei kann mittels eines mehrstufigen Kettenleiters und einer entsprechenden Abstimmung der einzelnen Kettenglieder ein annähernd rechteck- oder trapezförmiger Stromimpuls erzeugt werden, der für einen bestimmten Zeitbereich einen „Quasi-Gleichstrom“ mit einer sehr geringen „Welligkeit“ nachbildet. In **Abbildung 4.3** ist beispielhaft ein dreistufiger Kettenleiter, der einen näherungsweise trapezförmigen Stromverlauf erzeugt, dargestellt³⁹.

Der Vergleich eines sinusförmigen LC-Schwingkreises mit einem einfachen dreistufigen Kettenleiter zeigt schon eine deutliche Verringerung der „Stromwelligkeit“. Betrachtet man einen Bereich von 6 ms⁴⁰ um den Stromsattel einer 25-Hz-Stromhalb-

³⁸ Dieser Prüfkreis kam jedoch für die Untersuchungen nicht mehr zur Anwendung.

³⁹ Ein solcher dreistufiger Kettenleiter wurde im Rahmen dieser Arbeit ausgelegt, jedoch aus Zeitgründen erst nach dem Einreichen der Dissertation aufgebaut. Die Parameter des Kettenleiters sowie eine Messung und eine Simulation des Stromverlaufs befinden sich im Anhang A.2.

⁴⁰ Da Prüfkreise für Gleichstromschalter als Leistungsschalter in HVDC-Systemen noch Gegenstand aktueller Diskussionen sind, lassen sich mögliche Prüfzeiten für Gleichstromschalter im einstelligen Millisekundenbereich beispielsweise aus der Anforderung ableiten, dass bei einem Gleichstromnetz mit selbstgeführten Stromrichtern im Fehlerfall eine schnelle Stromabschaltung erforderlich ist (siehe auch z.B. Kapitel 2).

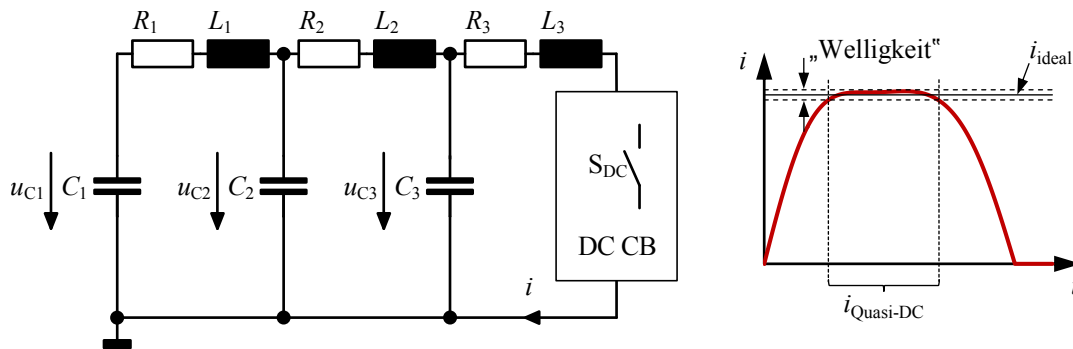


Abbildung 4.3: Gleichstromprüfkreis mit einem annähernd trapezförmigen Stromverlauf durch einen dreistufigen Kettenleiter (Stromverlauf aus einer Simulation mit MATLAB[®]/Simulink[®] von MathWorks[®])

welle, die durch einen LC-Schwingkreis erzeugt wird, so kann durch den dreistufigen Kettenleiter bei gleicher verwendeter Gesamtkapazität, gleicher Ladespannung der Kondensatoren und gleicher resultierender Stromhöhe die „Stromwelligkeit“ des kurzzeitigen „Gleichstroms“ von ca. 9...10% auf 1...2% reduziert werden.

Die zuvor kurz beschriebenen Prüfkreise für Gleichstromschalter mit einem kurzzeitigen „Quasi-Gleichstrom“ stellen eine gute Alternative zu einer idealen leistungsstarken kostenintensiven Gleichstromquelle dar. Je nachdem, ob ein Betriebs- oder Fehlerstrom geschaltet werden soll, kann entweder ein konstanter Gleichstrom (durch Schalten im Stromsattel) oder ein ansteigender Fehlerstrom (durch Schalten im Stromanstieg) nachgebildet werden. Für die Untersuchung eines Fehlerstroms wird dabei die Stromsteilheit des ansteigenden Stroms durch die in Reihe zum Prüfobjekt geschaltete Induktivität eingestellt.

Die Wahl eines Prüfkreises ist allerdings nicht unwesentlich vom zu untersuchenden Gleichstromschaltertyp, der zulässigen „Stromwelligkeit“, der Stromform und der Prüfzeit bzw. der Dauer des benötigten Prüfstroms abhängig. Die Prüfkreise, die nur einen kurzzeitigen „Quasi-Gleichstrom“ erzeugen, sind dabei meist stark in ihrer Stromhöhe und Prüfdauer von der angeschlossenen Last abhängig. Bei geeigneter Dimensionierung können die verschiedenen Prüfkreise für den Zeitbereich der Stromunterbrechung im Hauptstrompfad vergleichbar ausgelegt werden. Dies wird z.B. auch durch Untersuchungen in [Tok 2015] mit einem Prüfkreis mit „aufgeladener Induktivität“ und einem Prüfkreis mit „sinusförmigem Prüfstrom“ bestätigt.

Unterschiede zeigen sich bei der Belastung eines Gleichstromschalters mit der zum Ausschaltzeitpunkt im Netz vorhandenen bzw. gespeicherten Energie sowie der anliegenden wiederkehrenden Spannung nach einer erfolgreichen Stromunterbrechung. Bei einer idealen Gleichstromquelle muss der energieaufnehmende Strompfad die in der Netzinduktivität gespeicherte magnetische Energie sowie die durch die Quelle gelieferte zusätzliche Energie aufnehmen. Die Nachbildung dieser Belastung im Labor gestaltet sich bei quellenfreien Prüfkreisen mit aufgeladenen Energiespeichern und damit konstanter Energie im Prüfkreis (z.B. LC-Schwingkreis, aufgeladene Induk-

tivität etc.) gerade bei ansteigenden Fehlerströmen nicht sehr einfach (siehe z.B. [Sme 2015], [Bel 2016], [BS 2017]). Um einen ansteigenden Fehlerstrom im Labor nachzubilden, sind Prüfkreise mit einer niederfrequenten Wechselstromquelle besser geeignet. Für weitere Details sei hier auf [Sme 2015], [Bel 2016] oder [BS 2017] sowie auf Kapitel 6.1 verwiesen.

4.1.2 Aufbau der verwendeten Prüfkreise

Die experimentellen Untersuchungen zum Gleichstromschalten im Rahmen dieser Arbeit wurden mit Hilfe einer Gleichstromquelle (Ströme bis 3 kA bei einer Gleichspannung von 500 V bzw. bis 250 A bei 6 kV) sowie mit einem RLC-Reihenschwingprüfkreis (sinusförmiger Stromverlauf; Schalten im Bereich des Stromscheitels; Ströme bis zu $\hat{i} = 26,5$ kA) durchgeführt.

Gleichstromquelle:

Abbildung 4.4 zeigt das Schaltbild des Prüfkreises mit der Gleichstromquelle. Die Gleichstromquelle besteht aus einer 12-pulsigen Gleichrichterschaltung mit Thyristoren, die über zwei Transformatoren (20 kV auf 400 V) an das öffentliche 20-kV-Drehstromnetz angeschlossen ist.

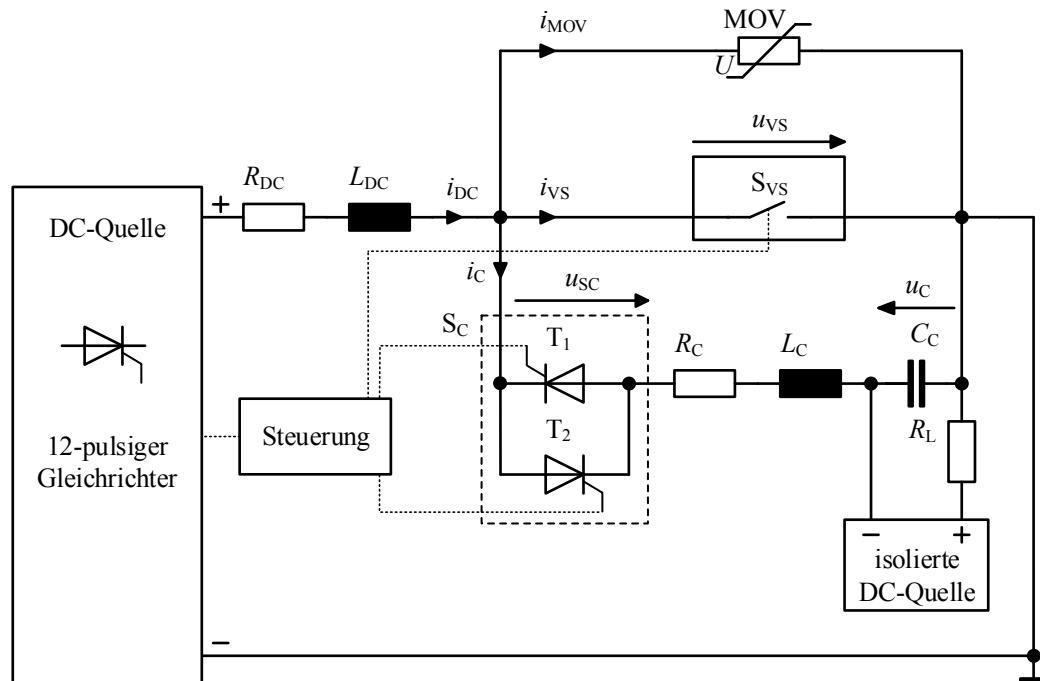


Abbildung 4.4: Schaltbild des Prüfkreises mit Gleichstromquelle

Die Quelle besitzt eine Stromregelung und stellt die Stromhöhe über eine Phasenanschnittsteuerung ein. Zur Stromglättung ist in jedem der 12 Zweige eine Induktivität mit $L_{\text{DC},1-12} = 20 \text{ mH}$ (L_{DC} in Abbildung 4.4 entspricht der Gesamtinduktivität) in Reihe geschaltet.

Für die experimentellen Untersuchungen mit diesem Prüfkreis wurde aufgrund der relativ geringen Spannung der Gleichstromquelle als Draufschalter S_C ein bidirektionaler Thyristorschalter anstelle der in Abbildung 4.1 gezeigten getriggerten Funkenstrecke eingesetzt. Die zeitliche Steuerung des Prüfkreises erfolgte durch eine Mikrocontrollersteuerung. Der zeitliche Ablauf gestaltet sich wie folgt (siehe **Abbildung 4.5**):

- t_0 : Vakuumschalter S_{VS} geschlossen, Thyristorschalter S_C gesperrt, Kondensator C_C aufgeladen, Gleichstromsollwert ist eingestellt
- t_1 : Gleichstromquelle wird eingeschaltet
- t_2 : Gleichstromsollwert wird erreicht
- t_3 : Signal zur Öffnung der Vakuumschaltröhre S_{VS} an den Antrieb
- t_4 : Kontakttrennung in der Vakuumschaltröhre S_{VS} , Schaltlichtbogen entsteht
- t_5 : Kontaktabstand in der Vakuumschaltröhre S_{VS} ist ausreichend groß, Schaltlichtbogen brennt weiterhin
- t_6 : Thyristorschalter S_C wird gezündet, Strom-Null-Impuls entsteht
- t_7 : Strom in der Vakuumschaltröhre S_{VS} wird zu Null (Stromnulldurchgang), Schaltlichtbogen in Vakuumschaltröhre S_{VS} verlöscht, Strom kommutiert und lädt Kondensator C_C auf
- t_8 : Spannung von Kondensator C_C erreicht den Schutzpegel des Überspannungsableiters, Strom kommutiert auf den energieaufnehmenden Strompfad
- t_9 : Strom im Thyristorschalter S_C wird zu Null und dieser sperrt wieder
- t_{10} : Gleichstrom geht gegen Null, Kondensator C_C wird in den Anfangszustand zurück umgeladen, Ausschaltvorgang abgeschlossen, Gleichstromquelle wird ausgeschaltet.

Aufgrund der beschränkten Stromhöhe der Gleichstromquelle wurde dieser Prüfkreis im Rahmen dieser Arbeit nur für experimentelle Voruntersuchungen bei geringen Strömen und Spannungen verwendet. Ziel der Voruntersuchungen war es, das Verhalten von Vakuumschaltröhren beim Einprägen eines Strom-Null-Impulses bei kleinen Strömen zu ermitteln und die Übertragbarkeit der Messergebnisse der Ausschaltversuche mit einer Gleichstromquelle auf die Belastung mit denen eines RLC-Reihenschwingprüfkreises zu verifizieren. Erkenntnisse zu letzterem werden in Kapitel 4.2.5 kurz erläutert.

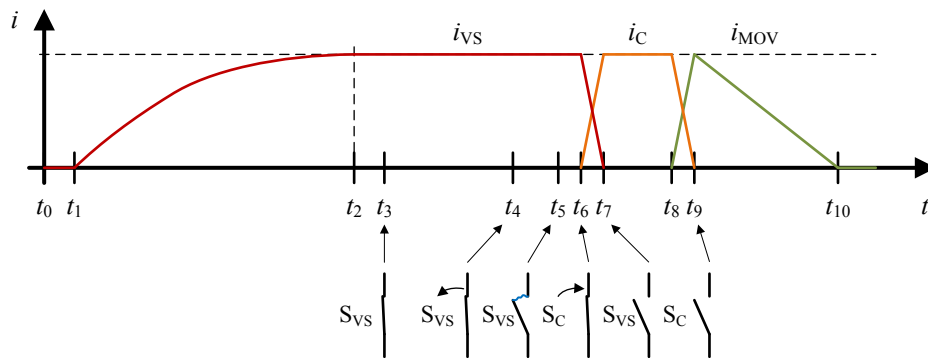


Abbildung 4.5: Ablauf eines Ausschaltvorgangs – Prüfkreis mit Gleichstromquelle

RLC-Reihenschwingprüfkreis:

Bei diesem Prüfkreis handelt es sich um einen synthetischen Wechselstromprüfkreis nach *Weil-Dobke* (siehe z.B. [Bet 1999]). Die Hochstromphase wird durch einen großen RLC-Reihenschwingkreis⁴¹, der eine sinusförmige 50-Hz-Stromhalbwelle von maximal $\hat{i} = 49,5 \text{ kA}$ erzeugt, realisiert. Die wiederkehrende Spannung erzeugt ein weiterer kleiner LC-Schwingkreis mit parallelem RC-Glied.

Für die experimentellen Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit wurde der kleine Schwingkreis mit dem parallelen RC-Glied (Erzeugung der wiederkehrenden Spannung) entfernt und die Frequenz des großen RLC-Schwingkreises zur besseren Abbildung eines Gleichstroms auf 24,2 Hz verringert ($L_{DC} = 3,6 \text{ mH}$, $C_{DC} = 12 \text{ mF}$, $u_{C_{DC}}(0) = 15 \text{ kV}$). Damit lässt sich noch ein Strom von maximal $\hat{i} = 27 \text{ kA}$ erzeugen. Sofern im Rahmen dieser Arbeit von einem RLC-Reihenschwingprüfkreis oder einem synthetischen Prüfkreis die Rede ist, so ist dieser Hochstromkreis eines synthetischen Wechselstromprüfkreises nach *Weil-Dobke* gemeint.

Auf eine separate Erzeugung einer wiederkehrenden Spannung kann verzichtet werden, da durch die erzwungene Stromunterbrechung während der Hochstromphase die Induktivität einem plötzlichen Stromabriss entgegenwirkt und eine hohe Überspannung zur Folge hat. Diese wird durch den parallelen Kondensator im Kommutierungspfad in ihrer Steilheit begrenzt und durch den Überspannungsableiter im energieaufnehmenden Strompfad in ihrer Höhe limitiert – d.h. die wiederkehrende Spannung wird durch die Kreiselemente vorgegeben⁴².

Im Vergleich zum Prüfkreis mit der Gleichstromquelle sind für den RLC-Reihen-

⁴¹ R entspricht den ohmschen Verlusten und ist kein diskretes Bauteil.

⁴² In einem Gleichstromnetz, in dem ein vergleichbarer mechanischer Gleichstromschalter mit aktivem Schwingkreis eingesetzt wird, stellt sich durch den parallelen Kondensator im Kommutierungspfad und den Überspannungsableiter im energieaufnehmenden Strompfad ein vergleichbares Verhalten bezüglich der Steilheit und des Maximalwerts der wiederkehrenden Spannung ein. Dies gilt jedoch nicht für den stationären Endwert (Nennspannung des Gleichstromnetzes) der Spannung über dem Gleichstromschalter nach erfolgreicher Stromabschaltung sowie der Zeit bis zum Erreichen dieses Endwerts, da der stationäre Endwert und der Stromfluss in den energieaufnehmenden Strompfad stark vom Prüfkreis abhängig sind (siehe Kapitel 6.1).

schwingprüfkreis weitere Schaltgeräte notwendig. Neben dem Draufscharter S_D des Prüfkreises, der durch das Schließen seiner Kontakte den Beginn des Stromflusses bewirkt, wird noch ein weiterer Schalter als Blockierschalter S_B zur sicheren Stromunterbrechung nach einem Schaltversuch benötigt (im Rahmen der experimentellen Untersuchungen wurden für S_D und S_B Vakuumschalter verwendet). Da als Draufscharter S_{FS} im Kommutierungspfad des Gleichstromschalters meist eine luft-isolierte getriggerte Funkenstrecke verwendet wurde und diese hochfrequente Ströme nicht sicher unterbrechen kann, kommt es ohne diesen Blockierschalter S_B nach einer erfolgreichen „Gleichstromunterbrechung“ zu einer Wechselwirkung zwischen der Induktivität L_{DC} und dem Kondensator C_{DC} des RLC-Reihenschwingprüfkreises sowie der Induktivität L_C und dem Kondensator C_C des Gleichstromschalters. Für weitere Details bezüglich der Problematik der Wechselwirkung eines mechanischen Gleichstromschalters mit einem parallelen Schwingkreis mit dem angeschlossenen Gleichstromsystem sei hier auf das Kapitel 4.2 verwiesen. In **Abbildung 4.6** ist der Schaltplan des Prüfaufbaus dargestellt.

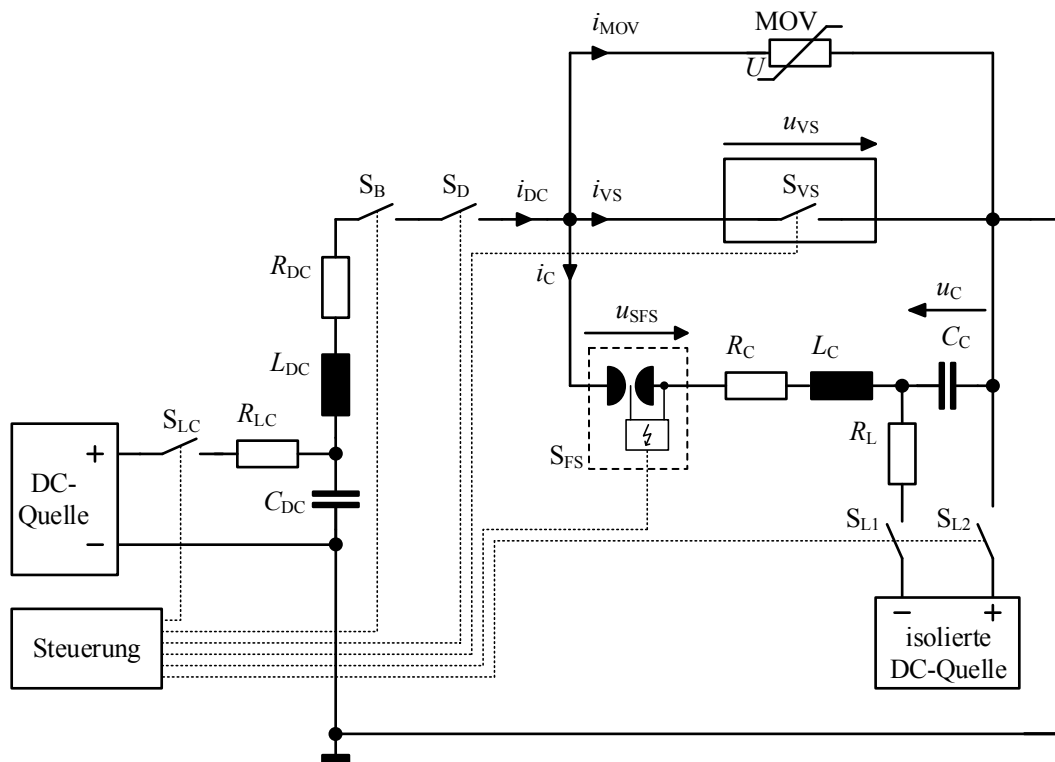


Abbildung 4.6: Schaltbild des RLC-Reihenschwingprüfkreises

Aufgrund der verschiedenen Verzugszeiten der Schalter erfolgte die zeitliche Steuerung der unterschiedlichen Elemente auch in diesem Prüfkreis durch einen Mikrocontroller. Der Schaltvorgang im RLC-Reihenschwingprüfkreis läuft wie folgt ab (siehe **Abbildung 4.7**):

t_0 : Vakuumschaltröhre S_{VS} und Blockierschalter S_B geschlossen, Draufscharter S_D

geöffnet, Funkenstrecke S_{FS} nicht gezündet, Kondensatoren C_{DC} und C_C sind aufgeladen

- t_1 : Signal zum Schließen des Draufschalter S_D an den Antrieb
- t_2 : Signal zum Öffnen des Blockierschalter S_B an den Antrieb
- t_3 : Signal zum Öffnen der Vakuumschaltröhre S_{VS} an den Antrieb
- t_4 : Draufschalter S_D schließt, sinusförmiger Prüfstrom beginnt zu fließen
- t_5 : Blockierschalter S_B öffnet, Schaltlichtbogen entsteht, Strom fließt ungehindert weiter
- t_6 : Kontakttrennung in der Vakuumschaltröhre S_{VS} , Schaltlichtbogen entsteht
- t_7 : Kontaktabstand in der Vakuumschaltröhre S_{VS} ist ausreichend groß, Schaltlichtbogen brennt weiterhin
- t_8 : Funkenstrecke S_{FS} wird gezündet, Strom-Null-Impuls entsteht
- t_9 : Strom in der Vakuumschaltröhre S_{VS} wird zu Null (Stromnulldurchgang), Schaltlichtbogen in Vakuumschaltröhre S_{VS} verlöscht, Strom kommutiert und lädt Kondensator C_C auf
- t_{10} : Spannung von Kondensator C_C erreicht die Schutzpegelspannung des Überspannungsableiters, Strom kommutiert auf den energieaufnehmenden Strompfad
- t_{11} : Gleichstrom geht gegen Null, Kondensator C_C kann wieder in den Anfangszustand zurück umgeladen werden, Ausschaltvorgang abgeschlossen.

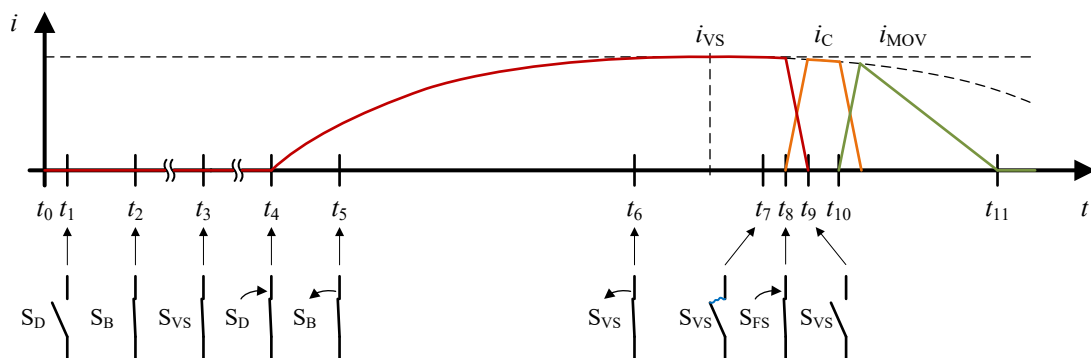


Abbildung 4.7: Ablauf eines Ausschaltvorgangs – Synthetischer Prüfkreis

Alle experimentellen Untersuchungen bei Strömen im Bereich von 1 ... 20 kA wurden im Rahmen dieser Arbeit im RLC-Reihenschwingprüfkreis durchgeführt.

Messtechnik der verwendeten Prüfkreise

Aufgrund der unterschiedlich hohen Ströme und Spannungen in den beiden Prüfkreisen wurden bei den experimentellen Untersuchungen je nach Messgröße teilweise verschiedene Messgeräte eingesetzt.

Bei den Messungen im Prüfkreis mit der Gleichstromquelle wurden die Ströme i_{DC} , i_{VS} und i_C mittels Stromwandlern der Firma „LEM“ gemessen (siehe Tabelle A.2). Die Messungen der Spannungen u_{VS} , u_C und u_T erfolgten mit Differential-Tastköpfen der Firma „Testec“ (siehe Tabelle A.3).

Für die Ausschaltuntersuchungen im RLC-Reihenschwingprüfkreis wurden die Ströme i_{DC} , i_{VS} , i_C und i_{MOV} mit Rogowski-Spulen der Firma „PEM - Power Electronic Measurements Ltd.“ gemessen (siehe Tabelle A.2). Bei der Messung der Kondensatorspannung u_C bzw. des Spannungsfalls am parallelen Kommutierungspfad wurde ein ohmsch-kapazitiver-Spannungsteiler mit einem Übersetzungsverhältnis von 10000 : 1 eingesetzt (siehe Tabelle A.5). Für die Spannung u_{VS} an der Vakuumschaltröhre wurden zwei verschiedene Spannungsteiler verwendet. Zur Aufzeichnung der wiederkehrenden Spannung nach einem erfolgreichen Ausschaltvorgang kam ein Teiler der Firma „North Star“ mit einem Übersetzungsverhältnis von 10000 : 1 (Teilerfaktor laut Kalibrierung 10237 : 1) zum Einsatz (siehe Tabelle A.4). Um die Lichtbogenbrennspannung⁴³ während des Schaltvorgangs messen zu können, wurde ein ohmsch-kapazitiver-Teiler mit einem Übersetzungsverhältnis von 500 : 1 eingesetzt (siehe Tabelle A.5). Aus Isolations- und EMV-Gründen wurden die Messsignale der Spannungsteiler zur Messung von u_{VS} und u_C über ein Lichtwellenleitersystem der Firma „Inventronik GmbH“ übertragen (siehe Tabelle A.7).

In beiden verwendeten Prüfkreisen wurde die Messung des Kontakthubs über ein Linearpotentiometer der Firma „Penny + Giles Controls Ltd.“ durchgeführt (siehe Tabelle A.6). Die Aufzeichnung aller Messsignale erfolgte über einen Transienten-Rekorder der Firma „Yokogawa“ (siehe Tabelle A.8).

Die Messunsicherheit des gesamten Messsystems lag bei unter drei Prozent. Weitere Details bzw. technische Daten aller Messtechnikkomponenten sind in Anhang A.4 aufgelistet.

4.2 Gleichstromausschaltvorgang

Im Folgenden wird exemplarisch der prinzipielle Ablauf eines Schaltvorgangs im verwendeten RLC-Reihenschwingprüfkreis beschrieben. Weiterhin werden die im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Konfigurationen kurz vorgestellt sowie beispielhaft einige Messungen (erfolgreiche und fehlgeschlagene Ausschaltversuche) gezeigt. Im letzten Abschnitt werden die durchgeführten Messreihen erläutert.

⁴³ Die Lichtbogenbrennspannung wurde direkt an der Vakuumschaltröhre gegen das Bezugspotential des Prüfkreises gemessen (keine Differenzmessung, vgl. Abbildung 4.6).

4.2.1 Gleichstromschalten mit einem „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls

Gleichstromschalter mit einem aktiven RLC-Reihenschwingkreis werden typischerweise so aufgebaut, dass der Kondensator C_C im parallelen Kommutierungspfad in Bezug auf die Strom- bzw. Spannungsrichtung im Hauptstrompfad negativ⁴⁴ aufgeladen ist (siehe Kapitel 2.4.2). Wie im vorherigen Abschnitt in den Abbildungen 4.4 und 4.6 dargestellt, wird dazu eine zusätzliche Spannungsquelle benötigt. Im Schaltfall wird durch das Zuschalten des parallelen Kommutierungspfades ein Strom-Null-Impuls i_C mit entgegengesetzter Stromrichtung in die Vakuumschalttröhre im Hauptstrompfad injiziert. Der Strom in der Vakuumschalttröhre i_{VS} wird damit „direkt“ verringert und erreicht bei ausreichend großer Amplitude von i_C kurz darauf einen Stromnulldurchgang. Im Idealfall unterbricht die Vakuumschalttröhre in diesem Stromnulldurchgang den Strom im Hauptstrompfad. Die Verläufe der Ströme bei einem Schaltvorgang sind schematisch in **Abbildung 4.8** dargestellt.

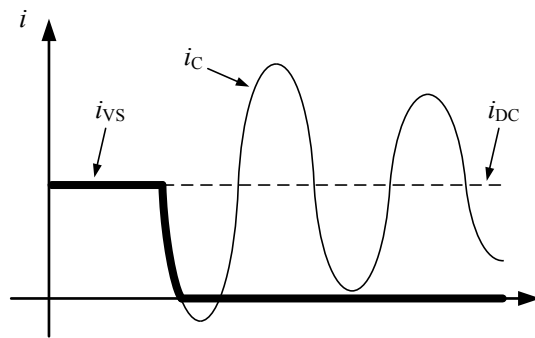


Abbildung 4.8: Schematische Darstellung der Stromverläufe bei einem „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls

Im nun nachfolgenden Abschnitt wird der prinzipielle Ablauf eines solchen Ausschaltvorgangs, wie er im Rahmen dieser Arbeit im RLC-Reihenschwingprüfkreis unter Laborbedingungen vielfach durchgeführt wurde, detaillierter behandelt.

Beschreibung des Ausschaltvorgangs

Zur Vereinfachung wird in diesem Kapitel der ohmsche Anteil des RLC-Reihenschwingprüfkreises vernachlässigt. Um dies kenntlich zu machen, ist daher nun von einem LC-Reihenschwingprüfkreis die Rede.

Bevor ein Ausschaltvorgang durchgeführt werden kann, wird zunächst, in Abhängigkeit von der gewünschten Stromhöhe, der Kondensator C_{DC} des LC-Reihenschwing-

⁴⁴ Sofern im Rahmen dieser Arbeit von einem „negativ“ oder „positiv“ vorgeladenem Kondensator die Rede ist, so bezieht sich die Polarität der Ladespannung des Kondensator auf die Strom- bzw. Spannungsrichtung im Hauptstrompfad des Gleichstromschalters.

prüfkreis aufgeladen (Schaltbild siehe z.B. in Abbildung 4.6). Gleichzeitig wird auch der Kondensator C_C im Kommutierungspfad des Gleichstromschalters entsprechend der gewünschten Stromhöhe des Strom-Null-Impulses aufgeladen. Zu diesem Zeitpunkt ist der Draufschalter S_D geöffnet, und der Blockierschalter S_B sowie die Vakuumschaltröhre S_{VS} sind geschlossen. Die Funkenstrecke S_{FS} ist so eingestellt, dass die Spannung⁴⁵ u_{C_C} des Kondensators C_C zu keiner Selbstzündung führt (vgl. Zeitpunkt t_0 in Abbildung 4.7).

Aufgrund der verschiedenen Zustände während eines Ausschaltvorgangs wird der Prüfablauf im Folgenden in mehrere Zeitabschnitte eingeteilt (diese Zeitabschnitte sind nicht identisch mit denen aus Kapitel 4.1.2 in Abbildung 4.7).

1. Zeitabschnitt: $t_0 \dots t_1$

Mit dem Signal zum Schließen des Draufschalters S_D startet der Prüfzyklus. Sobald die Kontakte von S_D geschlossen sind, kann der Hauptstrom $i_{DC}(t)$ fließen. **Abbildung 4.9** zeigt im vereinfachten Schaltplan des Prüfkreises den zu diesem Zeitpunkt aktiven Strompfad (rote Linie) sowie das zugehörige Ersatzschaltbild des aktiven Teils. Zur Vereinfachung wurden alle parasitären Elemente, wie z.B. die ohmschen Widerstände R_{DC} und R_C , vernachlässigt.

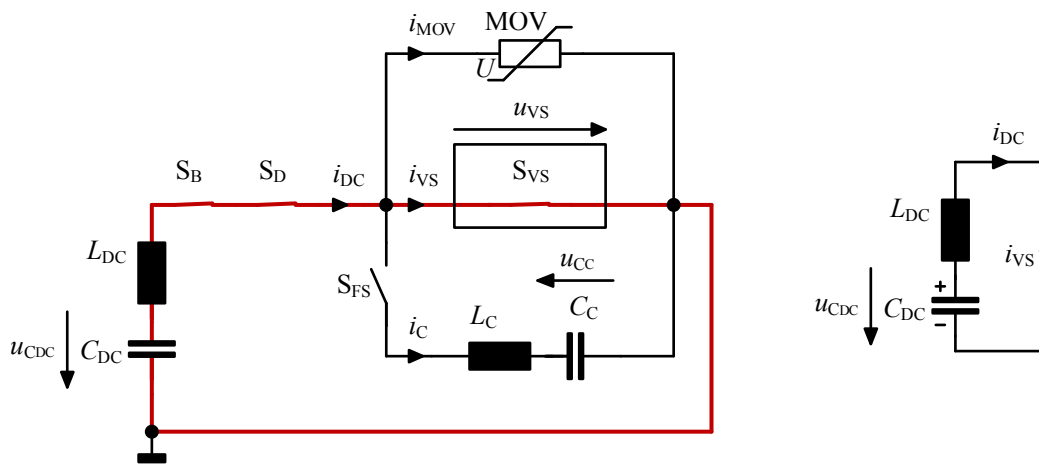


Abbildung 4.9: Vereinfachtes Schaltbild (links) und zugehöriges Ersatzschaltbild (rechts) des Zeitabschnitts $t_0 \dots t_1$ eines Ausschaltvorgangs

Die Differenzialgleichung zum Ersatzschaltbild in Abbildung 4.9 lautet

$$\frac{1}{C_{DC}} \int i_{DC}(t) dt + u_{C_{DC}}(0) + L_{DC} \frac{di_{DC}(t)}{dt} = 0 \quad (4.1)$$

⁴⁵ Zur besseren Unterscheidung wird in diesem Kapitel 4.2.1 die Spannung des Kondensators C_C des Gleichstromschalters mit u_{C_C} (anstatt sonst u_C) und die Spannung des Kondensators C_{DC} des LC-Reihenschwingprüfkreises mit $u_{C_{DC}}$ bezeichnet.

Dabei entspricht $u_{C_{DC}}(0) = U_{C_{DC}0}$ der Ladespannung des Kondensators C_{DC} . Die Lösung der Differentialgleichung lautet

$$i_{DC}(t) = -U_{C_{DC}0} \cdot C_{DC} \cdot \omega_{0,DC} \cdot \sin(\omega_{0,DC} \cdot t) \quad (4.2)$$

mit $\omega_{0,DC} = \frac{1}{\sqrt{L_{DC} \cdot C_{DC}}}$. Der Spannungsverlauf von $u_{C_{DC}}(t)$ am Kondensator C_{DC} lässt sich durch Gleichung 4.3 beschreiben.

$$u_{C_{DC}}(t) = U_{C_{DC}0} \cdot \cos(\omega_{0,DC} \cdot t) \quad (4.3)$$

Durch das Schließen des Draufsalters S_{DC} fließt der sinusförmige Hauptstrom $i_{DC}(t)$. Der Strom $i_{VS}(t)$ in der Vakuumschaltröhre entspricht dabei $i_{DC}(t)$.

Aufgrund der im vorherigen Kapitel 4.1.2 beschriebenen zeitlichen Steuerung des Prüfkreises öffnen sich kurz nach dem Beginn der Hauptstromphase die Kontakte des Blockiersalters S_B . Der Strom $i_{DC}(t)$ fließt nun über den zwischen den Kontakten von S_B entstehenden Schaltlichtbogen weiter (Zeitpunkt t_5 in Abbildung 4.7). Im nächsten Schritt öffnen die Kontakte der Vakuumschaltröhre S_{VS} im Bereich des Stromscheitels von $i_{DC}(t)$, und es entsteht auch zwischen den Kontakten von S_{VS} ein Schaltlichtbogen (Zeitpunkt t_6 in Abbildung 4.7). Da die Brennspannungen der Vakuumschaltlichtbögen der Schalter S_B und S_{VS} relativ gering sind, ist der Einfluss auf den Stromverlauf von $i_{DC}(t)$ nicht signifikant. Das Ersatzschaltbild des aktiven Teils in Abbildung 4.9 (rechts) ist daher weiterhin gültig.

2. Zeitabschnitt: $t_1 \dots t_2$

Wird nun durch Zünden der Funkenstrecke S_{FS} der Strom-Null-Impuls erzeugt, so ergibt sich das vereinfachte Schaltbild nach **Abbildung 4.10**. Wie im zugehörigen Ersatzschaltbild dargestellt, sind zu diesem Zeitpunkt zwei Schwingkreise aktiv. Dies sind zum einen der bisherige Schwingkreis aus den Elementen L_{DC} und C_{DC} und zum anderen der Schwingkreis des Kommutierungspfades mit den Elementen L_C und C_C . Der Hauptstrom $i_{DC}(t)$ fließt ungehindert weiter (siehe Gleichung 4.2). Der Verlauf des Stroms $i_C(t)$ im Kommutierungspfad lässt sich durch

$$i_C(t) = -U_{C_C0} \cdot C_C \cdot \omega_{0,C} \cdot \sin(\omega_{0,C} \cdot t) \quad (4.4)$$

mit $\omega_{0,C} = \frac{1}{\sqrt{L_C \cdot C_C}}$ beschreiben. Die Spannung $u_{C_C}(0) = U_{C_C0}$ entspricht dabei der Ladespannung des Kondensators C_C . Die Spannung $u_{C_{DC}}(t)$ des Kondensators C_{DC} wird durch Gleichung 4.5 beschrieben.

$$u_{C_C}(t) = U_{C_C0} \cdot \cos(\omega_{0,C} \cdot t) \quad (4.5)$$

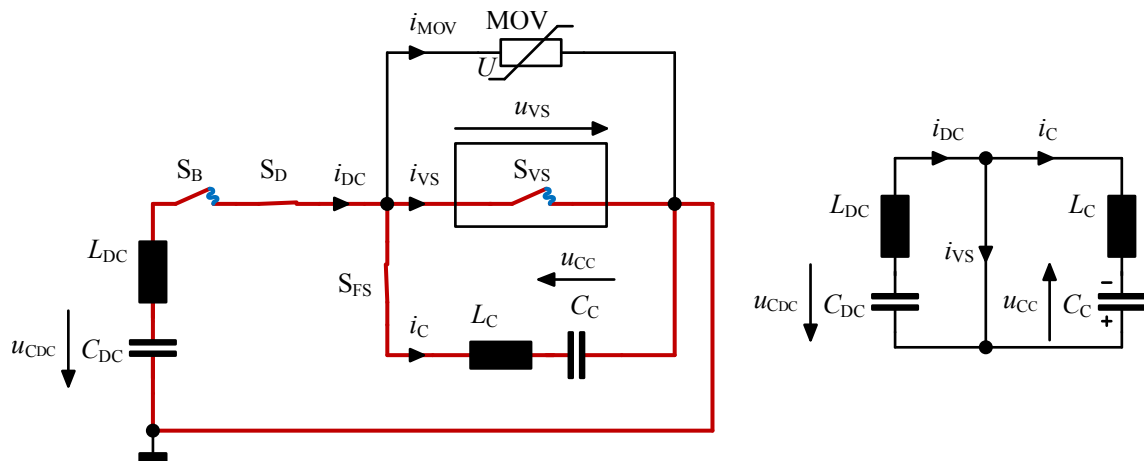


Abbildung 4.10: Vereinfachtes Schaltbild (links) und zugehöriges Ersatzschaltbild (rechts) des Zeitabschnitts $t_1 \dots t_2$ eines Ausschaltvorgangs

In diesem zweiten Zeitabschnitt $t_1 \dots t_2$ wird der Strom $i_{VS}(t)$ in der Vakuumschaltröhre durch den Strom-Null-Impuls $i_C(t)$ überlagert, sodass nun

$$i_{VS}(t) = i_{DC}(t) - i_C(t) \quad (4.6)$$

gilt. Die Spannung $u_{VS}(t)$ an der Vakuumschaltröhre entspricht weiterhin der Lichtbogenbrennspannung und ist im Vergleich zur Ladespannung des Kondensators vernachlässigbar.

$$u_{VS}(t) = u_{CC}(t) - u_{LC}(t) \quad (4.7)$$

3. Zeitabschnitt: $t_2 \dots t_3$

Wird nun der Strom $i_{VS}(t)$ in der Vakuumschaltröhre zu Null, so kann die Vakuumschaltröhre im Idealfall den Stromfluss unterbrechen, und der Strom kommutiert auf den parallelen Kommutierungspfad. Durch die Kommutierung entsteht nun eine Reihenschaltung aus den beiden Schwingkreisen mit den Elementen L_{DC} , C_{DC} , L_C und C_C . **Abbildung 4.11** zeigt in der linken Hälfte den aktiven Schaltungsteil in diesem Zeitabschnitt (vgl. Zeitpunkt t_9 in Abbildung 4.7). Das sich damit ergebende vereinfachte Ersatzschaltbild ist im rechten Teil von Abbildung 4.11 dargestellt.

Für den Schwingkreis gilt die Differentialgleichung

$$\frac{1}{C_{DC}} \int i_{DC}(t) dt + u_{C_{DC}}(0) + L_{DC} \frac{di_{DC}(t)}{dt} + \frac{1}{C_C} \int i_C(t) dt + u_{C_C}(0) + L_C \frac{di_C(t)}{dt} = 0 \quad (4.8)$$

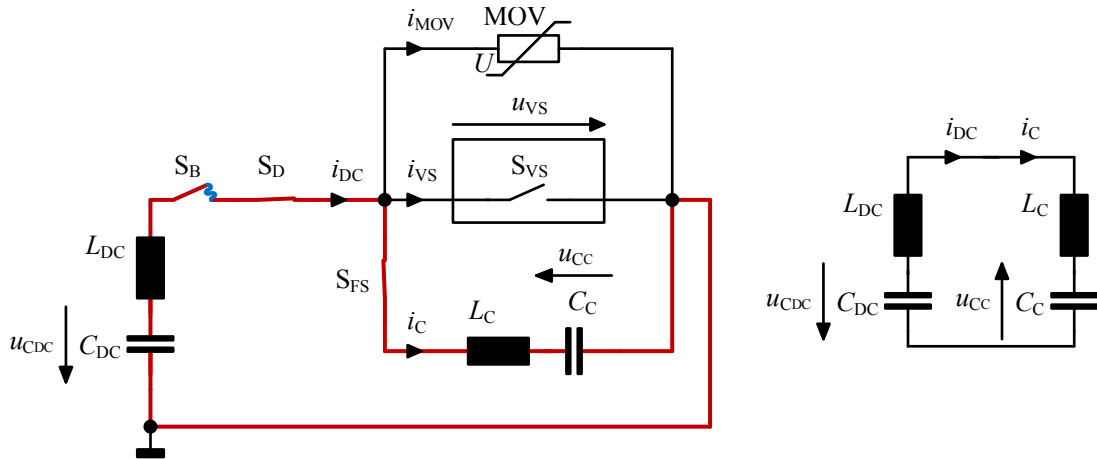


Abbildung 4.11: Vereinfachtes Schaltbild (links) und zugehöriges Ersatzschaltbild (rechts) des Zeitabschnitts $t_2 \dots t_3$ eines Ausschaltvorgangs

Dabei entsprechen $u_{C_{DC}}(0)$ und $u_{C_C}(0)$ den Endwerten der Spannungen $u_{C_{DC}}(t)$ und $u_{C_C}(t)$ des zweiten Zeitabschnitts t_2 .

$$\begin{aligned} u_{C_{DC}}(0) &= u_{C_{DC}}(t = t_2) = U_{C_{DC}t_2} \\ u_{C_C}(0) &= u_{C_C}(t = t_2) = U_{C_Ct_2} \end{aligned}$$

Da in diesem dritten Zeitabschnitt $i_{DC}(t) = i_C(t)$ gilt, erhält man für die Lösung der Differentialgleichung 4.8

$$i_{DC}(t) = i_C(t) = I_{Ct_2} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) - U_{Ct_2} \cdot C_g \cdot \omega_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \quad (4.9)$$

mit $U_{Ct_2} = U_{C_{DC}t_2} + U_{C_Ct_2}$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_g \cdot C_g}}$, $L_g = L_{DC} + L_C$ und $C_g = \frac{C_{DC} \cdot C_C}{C_{DC} + C_C}$.

Dabei ist $i_{DC}(0) = i_C(0) = I_{Ct_2}$, der Endwert des Stroms $i_C(t)$ (bzw. $i_{DC}(t)$) des zweiten Zeitabschnitts t_2 bei $i_{VS}(t) = 0$. Die Spannung $u_{C_C}(t)$ des Kondensators C_C lässt sich durch Umstellen und Integration der Gleichung $i_C(t) = C_C \cdot \frac{du_{C_C}(t)}{dt}$ bestimmen und ergibt

$$u_{C_C}(t) = \frac{I_{Ct_2}}{C_C \cdot \omega_0} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + \frac{U_{Ct_2} \cdot C_g}{C_C} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + U_{C_Ct_2} - \frac{U_{Ct_2} \cdot C_g}{C_C} \quad (4.10)$$

Nachdem bei dem Übergang vom zweiten zum dritten Zeitabschnitt (bei t_2) die Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre durch den Strom-Null-Impuls erfolgt ist, wird die Schaltstrecke augenblicklich mit der zu diesem Zeitpunkt über dem

parallelen Kommutierungspfad anliegenden Spannung beaufschlagt. Die Spannung $u_{VS}(t)$ über der Vakuumschaltröhre ergibt sich zu

$$u_{VS}(t) = u_{C_C}(t) + u_{L_C}(t) = u_{C_C}(t) + L_C \frac{di_C(t)}{dt} \quad (4.11)$$

$$\begin{aligned} &= \dots \\ &= \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_{0,C}^2}\right) \cdot \left(\frac{I_{Ct_2}}{C_C \cdot \omega_0} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + \frac{U_{Ct_2} \cdot C_g}{C_C} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)\right) \\ &\quad + U_{C_C t_2} - \frac{U_{Ct_2} \cdot C_g}{C_C} \end{aligned} \quad (4.12)$$

Da die Stromänderung $\frac{di_C(t)}{dt}$ im dritten Zeitabschnitt $t_2 \dots t_3$ relativ gering ist, entspricht $u_{VS}(t)$ näherungsweise der Spannung $u_{C_C}(t)$ des Kondensators C_C . Je nach Zeitpunkt der Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre ist die Spannung $u_{C_C}(t)$ nicht Null, und damit macht die Spannung $u_{VS}(t)$ einen Sprung. Erfolgt die Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre idealerweise beim ersten Stromnulldurchgang, wenn der Strom-Null-Impuls noch nicht seinen Scheitelwert erreicht hat, so entsteht ein Sprung auf einen negativen Spannungswert. Gelingt die Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre nicht beim ersten, sondern erst bei einem der nachfolgenden Stromnulldurchgänge, so entsteht bei einer geraden Anzahl an Nulldurchgängen ein positiver und bei einer ungeraden Anzahl ein negativer Spannungssprung. Die einzige Ausnahme ist eine Stromunterbrechung im Stromscheiden des Strom-Null-Impulses. Hier kommt es zu keinem Spannungssprung. Dieser Fall ist in der Praxis allerdings untypisch und sicherheitskritisch, da dies eine perfekte und aufwendige erforderliche Anpassung des Strom-Null-Impulses auf den zu unterbrechenden Gleichstrom bedeuten würde.

4. Zeitabschnitt: $t_3 \dots t_4$

Durch das Ansteigen der Spannung $u_{VS}(t)$ bzw. $u_{C_C}(t)$ steigt auch die Spannung über dem energieaufnehmenden Strompfad an. Der Überspannungsableiter im energieaufnehmenden Strompfad wird mit steigender Spannung ab einem bestimmten Bereich (Schutzpegel) leitfähig, und der Strom beginnt vom Kommutierungspfad mit den Elementen L_C und C_C auf diesen Strompfad zu kommutieren. Die Spannung $u_{VS}(t)$ an der Vakuumschaltröhre wird damit begrenzt. **Abbildung 4.12** zeigt das vereinfachte Schaltbild der Anordnung sowie das Ersatzschaltbild des aktiven Teils.

Die Spannung u_{MOV} am Überspannungsableiter entspricht der Spannung u_{VS} an der Vakuumschaltröhre. Für den Strom gilt

$$i_{DC}(t) = i_C(t) + i_{MOV}(t, u_{MOV}, f, T) \quad (4.13)$$

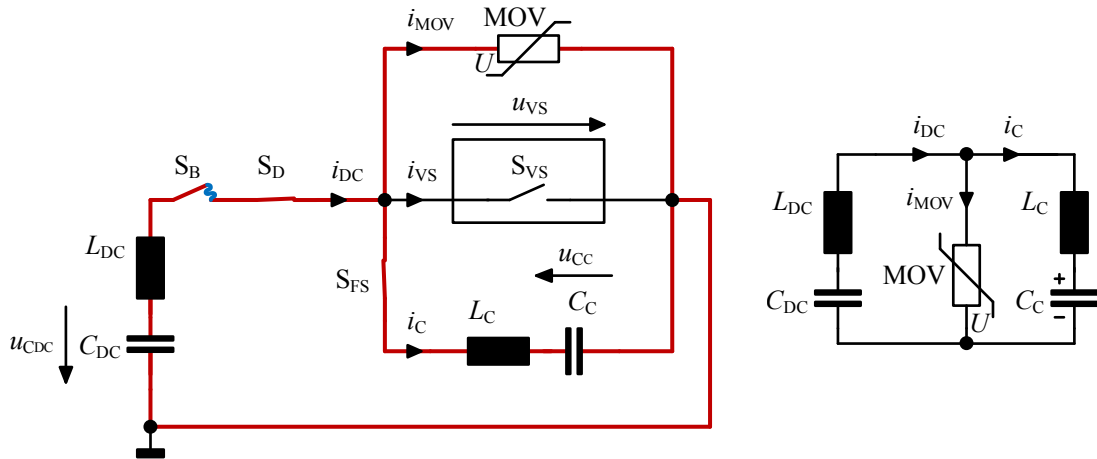


Abbildung 4.12: Vereinfachtes Schaltbild (links) und zugehöriges Ersatzschaltbild (rechts) des Zeitabschnitts $t_3 \dots t_4$ eines Ausschaltvorgangs

Die im Rahmen dieser Arbeit eingesetzten Überspannungsableiter aus MOVs sind stark nichtlineare Bauelemente. Der Strom i_{MOV} ist von der anliegenden Spannung u_{MOV} , der Frequenz f sowie von der Temperatur T abhängig. Dies erschwert eine analytische Berechnung der damit entstehenden nichtlinearen Differentialgleichung, sodass hier numerische Lösungsverfahren die deutlich bessere Wahl sind. Für die Analyse dieses und des nachfolgenden Zeitabschnitts wurden daher zur Minimierung des zeitlichen Berechnungsaufwands Simulationen mit geeigneter Simulationssoftware⁴⁶ durchgeführt. Zur Nachbildung des Überspannungsableiters wurde dazu die Spannungs-Strom-Kennlinie des verwendeten Ableiterstacks aus MOVs (siehe Abbildung 6.1 und 6.4 in Kapitel 6) bei einer festen Frequenz und einer konstanten Temperatur in einer „Lookup-Tabelle“ (Inter- und Extrapolation zwischen den und außerhalb der Stützstellen) in der Simulation hinterlegt.

Durch die Kommutierung des Stroms $i_{\text{DC}}(t)$ vom parallelen Kommutierungspfad auf den energieaufnehmenden Strompfad nimmt der Strom $i_{\text{C}}(t)$ schnell ab, sodass der Term $\frac{di_{\text{C}}(t)}{dt}$ einen nicht unerheblichen negativen Wert annimmt. Da die Spannung $u_{\text{VS}}(t)$ in Gleichung 4.11 durch die Spannung u_{MOV} bestimmt wird, bedeutet dies, dass die Spannung $u_{\text{CC}}(t)$ des Kondensators C_{C} zwar in ihrer Steilheit verringert wird, jedoch über die Spannung $u_{\text{VS}}(t)$ hinaus weiter ansteigt. Der Maximalwert von $u_{\text{CC}}(t)$ ist erreicht, sobald der Strom $i_{\text{C}}(t)$ zu Null wird bzw. einen Nulldurchgang erfährt.

5. Zeitabschnitt: $t_4 \dots t_5$

Der Strom $i_{\text{DC}}(t)$ ist jetzt vollständig auf den energieaufnehmenden Strompfad kommutiert. Nun kann der Überspannungsableiter die zum Ausschaltzeitpunkt im Sys-

⁴⁶ MATLAB®/Simulink® von MathWorks®, OrCAD® PSpice® von Cadence Design Systems, LTspice IV von Linear Technology

tem vorhandene Energie aufnehmen. **Abbildung 4.13** zeigt das vereinfachte Schaltbild sowie das zugehörige Ersatzschaltbild der Anordnung.

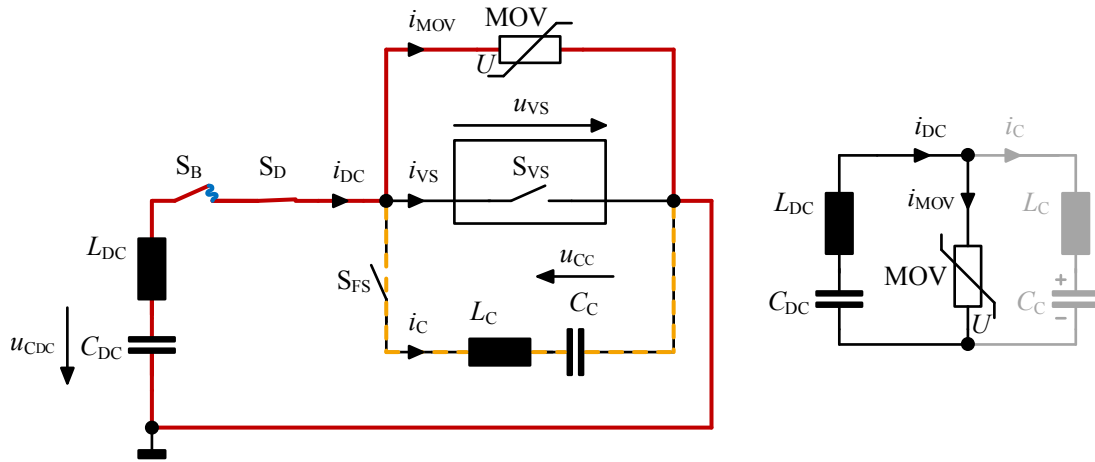


Abbildung 4.13: Vereinfachtes Schaltbild (links) und zugehöriges Ersatzschaltbild (rechts) des Zeitabschnitts $t_4 \dots t_5$ eines Ausschaltvorgangs

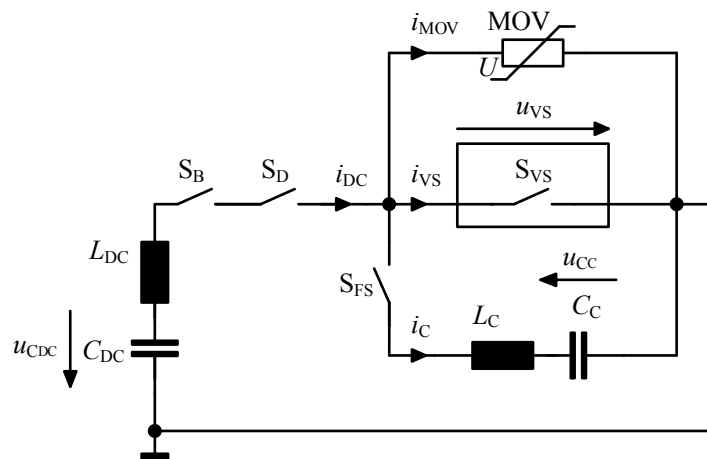
Die sich nun ergebenden Strom- und Spannungsverhältnisse während dieses fünften Zeitabschnitts sind entscheidend vom verwendeten Draufschalter im Kommutierungspfad und dessen Stromunterbrechungsfähigkeit bei hochfrequenten Strömen abhängig. So zeigt sich beispielsweise bei einer vakuumisolierten Funkenstrecke⁴⁷, die im Gegensatz zu einer luftisolierten Funkenstrecke hochfrequente Ströme im Stromnulldurchgang unterbrechen kann, ein anderes Verhalten.

- Wird im Prüfaufbau als Draufschalter für den Strom-Null-Impuls im parallelen $L_C C_C$ -Schwingkreis eine getriggerte Vakuumfunkenstrecke S_{FS} verwendet, so unterbricht diese den Strom $i_C(t)$, sobald dieser einen Nulldurchgang erfährt. Damit verbleibt der Kondensator auf dem maximalen positiven Spannungswert, auf den er zum Zeitpunkt t_4 aufgeladenen ist ($\hat{u}_{VS}(t) < \hat{u}_{CC}(t)$; die Spannungshöhe ist abhängig von den Elementen im $L_C C_C$ -Schwingkreis). Der Strom $i_{DC}(t)$ wird im Folgenden durch den Überspannungsableiter zu Null gezwungen, und die Spannung $u_{VS}(t)$ verringert sich auf den Betrag von $u_{C_{DC}}(t)$. In einem realen Gleichstromsystem würde sich $u_{VS}(t)$ auf den Wert der Netzspannung einstellen. Der Schaltvorgang ist damit abgeschlossen.
- Wird anstelle der Vakuumfunkenstrecke eine getriggerte luftisolierte Funkenstrecke S_{FS} eingesetzt, so unterbricht diese nicht notwendigerweise den hochfrequenten Strom $i_C(t)$, sodass zwar $i_{DC}(t)$ in den Überspannungsableiter fließt, der Strom i_{MOV} aber zusätzlich von einer abklingenden Schwingung überlagert wird. Diese wird aus der Differenz von $u_{CC}(t)$ und $u_{VS}(t)$ gespeist und durch

⁴⁷ Durch einen bidirektionalen Thyristorschalter (siehe z.B. Abbildung 4.4) lässt sich ein äquivalentes Verhalten nachbilden.

Auch nach dem Abklingen der Stromschwingung ist der Strom $i_C(t)$ noch nicht gleich Null. Da der Ableiter durch die Aufnahme der Energie des angeschlossenen Systems/Netzes den Strom $i_{DC}(t)$ gegen Null treibt, verringert sich auch die Spannung u_{MOV} bzw. $u_{VS}(t)$, sodass dies auch eine Reduktion der Kondensatorspannung $u_{C_C}(t)$ bedingt und zu einem Stromfluss von $i_C(t)$ in den Überspannungsableiter führt.

In Abbildung 4.13 sind diese Effekte durch orange/gelb gestrichelt (links) bzw. grau (rechts) eingezeichnete Strompfade angedeutet. Am Ende des fünften Zeitabschnitts (t_5) werden zuerst $i_{\text{DC}}(t)$ und unmittelbar danach auch i_{MOV} und $i_{\text{C}}(t)$ zu Null. Der Ausschaltvorgang ist damit abgeschlossen, und das System kann wieder in den Initialzustand versetzt werden (siehe **Abbildung 4.14** bzw. vgl. Zeitpunkt t_{11} in Abbildung 4.7).



4.2.2 Gleichstromschalten mit einem „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls

Der im vorherigen Kapitel vorgestellte Schaltzyklus beschreibt einen Ausschaltvorgang mit einem „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls. Um den Kondensator C_C dabei auf eine negative Spannung vorzuladen, sind eine zusätzliche Spannungsquelle (siehe z.B. Kapitel 2.4.2, Abbildung 2.9) oder alternative Maßnahmen (siehe z.B. Kapitel 2.4.2, Schaltprinzipien in Abbildung 2.11) notwendig.

Alternativ kann der Kondensator C_C jedoch auch in die Stromflussrichtung des Gleichstromschalters aufgeladen werden, sodass eine Aufladung von C_C über das angeschlossene Gleichstromsystem möglich ist (siehe z.B. Abbildung 2.10b in Kapitel 2.4.2). Bei dieser Variante erfolgt die Stromunterbrechung in der Vakuumschalt-röhre erst in der zweiten Stromhalbwelle des Strom-Null-Impulses. Im weiteren Verlauf wird diese Art des Strom-Null-Impulses daher als „indirekt“ bezeichnet.

Für die Ausschaltuntersuchungen unter Laborbedingungen wurde dazu die Polarität der Spannungsquelle parallel zu C_C in Abbildung 4.6 geändert und u_C in die andere Richtung aufgeladen (Orientierung wie u_{VS}). Während des Ausschaltvorgangs wird nun der Strom in der Vakuumschaltröhre i_{VS} durch das Zuschalten des Strom-Null-Impulses i_C von diesem überlagert, sodass sich i_{VS} und i_C addieren. Dadurch wird der Kondensator C_C während der ersten Stromhalbwelle des LC-Schwingkreises des Kommutierungspfades umgeladen. Sobald dies vollständig erfolgt ist, ändert sich die Stromrichtung des Strom-Null-Impulses und i_C fließt nun in entgegengesetzter Richtung in die Vakuumschaltröhre. Bei ausreichender Stromamplitude kommt es zu einem Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre, sodass diese den Strom unterbrechen kann. In **Abbildung 4.15** sind die Verläufe der Ströme bei einem Schaltvorgang schematisch dargestellt.

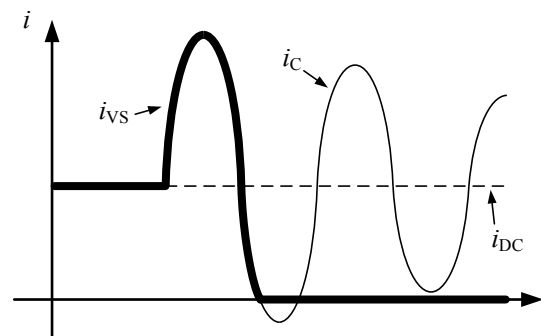


Abbildung 4.15: Schematische Darstellung der Stromverläufe bei einem „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls

Der weitere Verlauf des Ausschaltvorgangs erfolgt analog zu dem zuvor beschriebenen Ablauf eines Ausschaltvorgangs (siehe auch Anhang A.3). Die im vorherigen Kapitel 4.2.1 vorgestellten mathematischen Gleichungen sind bei entsprechender Berücksichtigung des Vorzeichens von Spannung $U_{C_{C0}}$ weiterhin gültig.

Neben der Aufladung über das angeschlossene Gleichstromsystem bietet dieses Prinzip noch weitere Vorteile. So ist beispielsweise nach einem erfolgreichen Schaltvorgang der Kondensator C_C automatisch wieder mit der initialen Polarität und nahezu auf seinen Anfangswert aufgeladen (vgl. vierter und fünfter Zeitabschnitt in Kapitel 4.2.1). In einem realen vermaschten Gleichstromnetz ist damit sofort ein erneuter Ausschaltvorgang unmittelbar möglich. Weiterhin ist bei entsprechender Auslegung des Kommutierungspfades der Kondensator für jede beliebige Stromflussrichtung geeignet aufgeladen. Eine Änderung der Lastflussrichtung ist möglich, ohne dass man dazu aktiv den Kondensator umladen muss.

4.2.3 Gleichstromschalten mit einem „indirekten“ sägezahnförmigen Strom-Null-Impuls

Im Rahmen dieser Arbeit wurde zusätzlich zu dem aus der Literatur bekannten typischen sinusförmigen Strom-Null-Impuls eine weitere Stromimpulsform entwickelt und patentiert [Hei 2016] (siehe z.B. [Hei 2015], [HHH 2016]). Hintergrund waren die Ergebnisse und Erkenntnisse aus den experimentellen Untersuchungen mit den sinusförmigen Standardimpulsen, die in Kapitel 5 ausführlich vorgestellt werden.

Für den Aufbau eines mechanischen Gleichstromschalters mit aktivem Schwingkreis ist es erforderlich, mittels eines Strom-Null-Impulses große und kleine Gleichströme gleichermaßen auszuschalten. Soll durch einen sinusförmigen Strom-Null-Impuls ein hoher Gleichstrom in einer Vakuumschaltröhre unterbrochen werden, so kommt es im Bereich des Stromscheitels des Strom-Null-Impulses zum erzwungenen Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre. Da

$$\frac{di_C(t)}{dt} = \frac{d}{dt} \cdot \hat{i}_C \cdot \sin(\omega_{0,C} \cdot t) = \hat{i}_C \cdot \cos(\omega_{0,C} \cdot t) \quad (4.14)$$

gilt, ist die Steilheit des sinusförmigen Strom-Null-Impulses in diesem Augenblick relativ niedrig (vgl. Darstellung in Abbildung 4.8 oder 4.15). Im umgekehrten Fall, wenn ein kleiner Gleichstrom in der Vakuumschaltröhre unterbrochen werden soll, kommt es schon zum Beginn des sinusförmigen Strom-Null-Impulses zum erzwungenen Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre. Aufgrund des kosinusförmigen Verlaufs der Ableitung des Strom-Null-Impulses besitzt dieser zu diesem Zeitpunkt eine relativ hohe Steilheit, was die Stromunterbrechung durch die Vakuumschaltröhre erschwert.

Um nun einen Strom-Null-Impuls konstanter Stromsteilheit zu erhalten, wäre ein Strom-Null-Impuls in Form einer Rampe oder eines Dreiecks von Vorteil. Ein solcher Strom-Null-Impuls lässt sich als „indirekter“ sägezahnförmiger Stromimpuls⁴⁸

⁴⁸ Ein „direkter“ sägezahnförmiger/rampenförmiger Stromimpuls erfordert einen erheblichen Mehraufwand und wäre daher wirtschaftlich nicht sinnvoll.

mit Hilfe eines mehrstufigen Kettenleiters, wie er z.B. in Stoßstromlaboren zur Nachbildung einer Leitung (siehe z.B. [Sch 2010]) verwendet wird, erzeugen. Durch solche Kettenleiter werden typischerweise rechteck- oder trapezförmige Stromimpulse, vergleichbar dem trapezförmigen Gleichstromprüfkreis aus Kapitel 4.1.1 (siehe Abbildung 4.3), erzeugt.

Durch eine geeignete Wahl der Kondensatoren, Induktivitäten und Widerstände des Kettenleiters lässt sich ein sägezahnförmiger Strom-Null-Impuls, wie er in **Abbildung 4.16** schematisch dargestellt ist, erzeugen. Der Bereich, in dem es mittels dieser Impulsform zu einem Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre kommt, besitzt eine annähernd konstante Stromsteilheit.

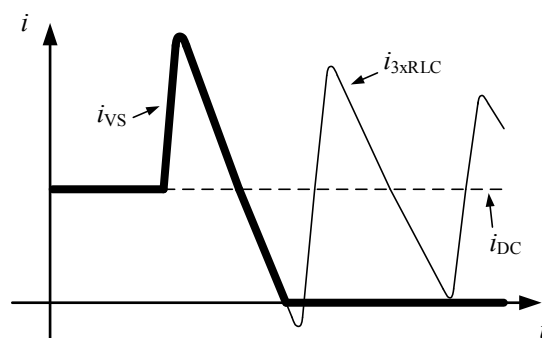


Abbildung 4.16: Schematische Darstellung der Stromverläufe bei einem „indirekten“ sägezahnförmigen Strom-Null-Impuls

Einen mechanischen Gleichstromschalter mit einem dreistufigen Kettenleiter zur Impulserzeugung zeigt **Abbildung 4.17**. Der Kondensator C_C des ursprünglichen RLC-Schwingkreises wird dabei in die drei einzelnen Kondensatoren C_{C1} , C_{C2} und C_{C3} aufgeteilt. In den Verbindungszweigen sind die Induktivitäten L_{C1} , L_{C2} und L_{C3} sowie die Widerstände R_{C1} , R_{C2} und R_{C3} in Reihe geschaltet.

Ein dreistufiger Kettenleiter mit einem annähernd sägezahnförmigen Stromverlauf bietet dabei einen guten Kompromiss zwischen schaltungstechnischem Mehraufwand und besserer Leistungsfähigkeit im Vergleich zu einem einfachen RLC-Reihenschwingkreis mit sinusförmigem Stromverlauf. Wie in Abbildung 4.17 zu sehen, werden die Kondensatoren positiv in Bezug auf die Stromrichtung des Gleichstromschalters aufgeladen. Der Ablauf eines Ausschaltvorgangs verläuft im Prinzip wie bei einem „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls (Kapitel 4.2.2). Beim Zuschalten des Kommutierungspfades fließt der sägezahnförmige Stromimpuls i_{3xRLC} erst in die gleiche Richtung wie der Strom i_{VS} in der Vakuumschaltröhre im Hauptpfad. Nach dem Umladen der Kondensatoren C_{C1} , C_{C2} und C_{C3} ändert der Strom i_{3xRLC} seine Richtung, fließt nun in entgegengesetzter Richtung und erzeugt bei ausreichend hoher Amplitude einen Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre. Der weitere Verlauf des Schaltvorgangs verläuft auch hier analog zu Beschreibungen in den vorherigen Kapiteln.

Wie beim „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls werden die Kondensatoren

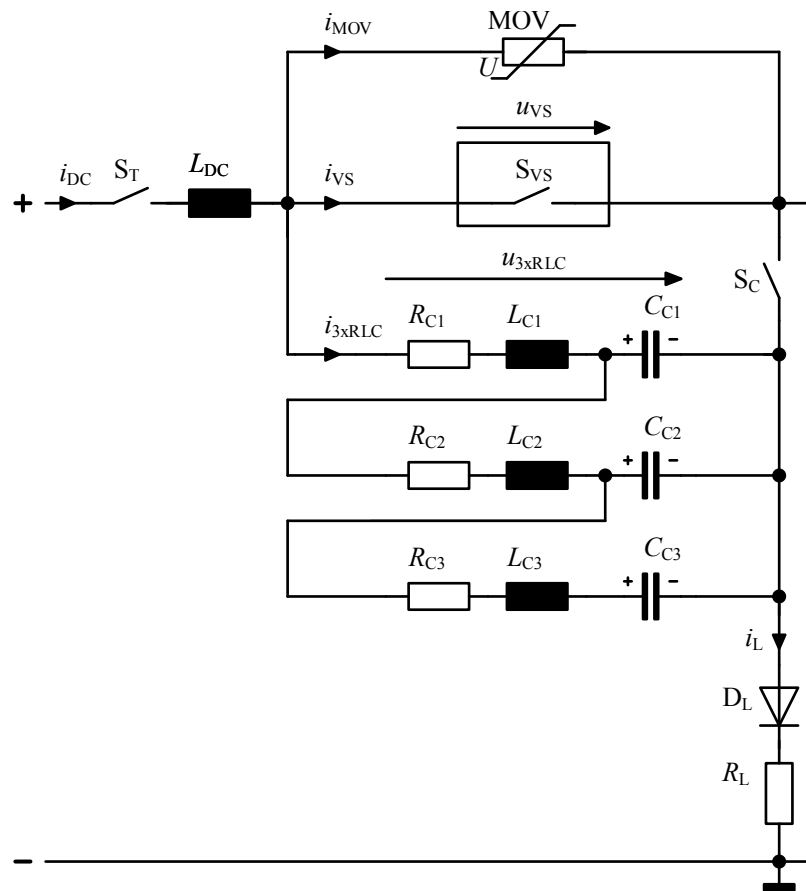


Abbildung 4.17: Schaltbild eines mechanischen Gleichstromschalters mit einem dreistufigen Kettenleiter zur Erzeugung eines Strom-Null-Impulses im Hauptstrompfad. Die Aufladung der Kondensatoren erfolgt über das angeschlossene Gleichstromsystem.

bei einem erfolgreichen Ausschaltvorgang wieder auf positive Polarität und annähernd auf den Anfangswert aufgeladen. Der Gleichstromschalter ist damit unmittelbar nach der Schalthandlung wieder in seinem elektrischen Initialzustand und für weitere Schaltvorgänge vorbereitet.

4.2.4 Messungen von Ausschaltvorgängen

Der in Kapitel 4.2.1 beschriebene erfolgreiche Ausschaltvorgang stellt einen Idealfall („best case“) dar. Um Aussagen zum Verhalten von Vakuumschaltröhren beim Einprägen eines hochfrequenten oszillierenden Strom-Null-Impulses treffen zu können, ist allerdings auch die Betrachtung von fehlgeschlagenen Ausschaltversuchen äußerst wichtig.

Für die experimentellen Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit lassen sich drei verschiedene Fälle definieren:

- i. Keine Stromunterbrechung bei einem der Stromnulldurchgänge in der Vakuumschaltröhre.
- ii. Keine Stromunterbrechung im ersten Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre. Es kommt zu einer Stromunterbrechung in einem der nachfolgenden Nulldurchgänge.
- iii. Stromunterbrechung im ersten Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre.

In den **Abbildungen 4.18, 4.19** und **4.20** ist ein fehlgeschlagener Ausschaltvorgang im RLC-Reihenschwingprüfkreis nach Fall i. mit Hilfe eines „direkten“ Strom-Null-Impulses zu sehen. In den Abbildungen sind jeweils in der oberen Hälfte die Ströme i_{VS} (rote Linie), i_C (orange/gelbe Linie), i_{MOV} (grün gestrichelte Linie) und i_{DC} (violett gestrichelte Linie) dargestellt. Der jeweils untere Teil der Abbildungen zeigt die Spannung an der Vakuumschaltröhre u_{VS} (hellblaue Linie) sowie die Spannung am Kondensator u_C (dunkelblaue Linie). Abbildung 4.18 zeigt den gesamten Verlauf des Schaltversuchs, Abbildung 4.19 und 4.20 zeigen jeweils zeitlich feiner aufgelöst den Bereich zum Zeitpunkt der Einprägung des Strom-Null-Impulses und der erfolglosen Stromunterbrechung.

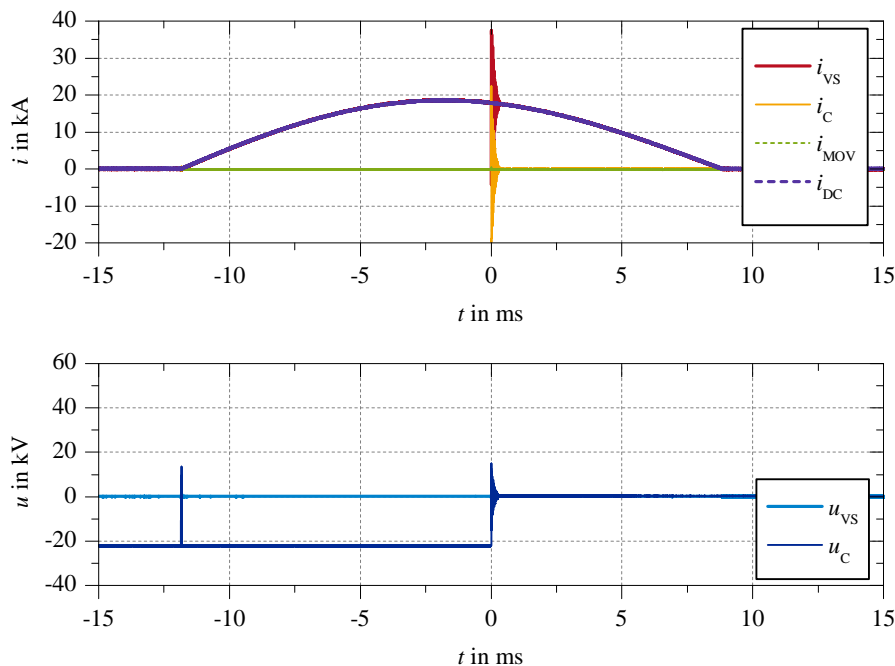


Abbildung 4.18: Messung eines fehlgeschlagenen Ausschaltvorgangs ($i_{DC} = 18$ kA) mit „direktem“ Strom-Null-Impuls, gesamte Zeitdauer

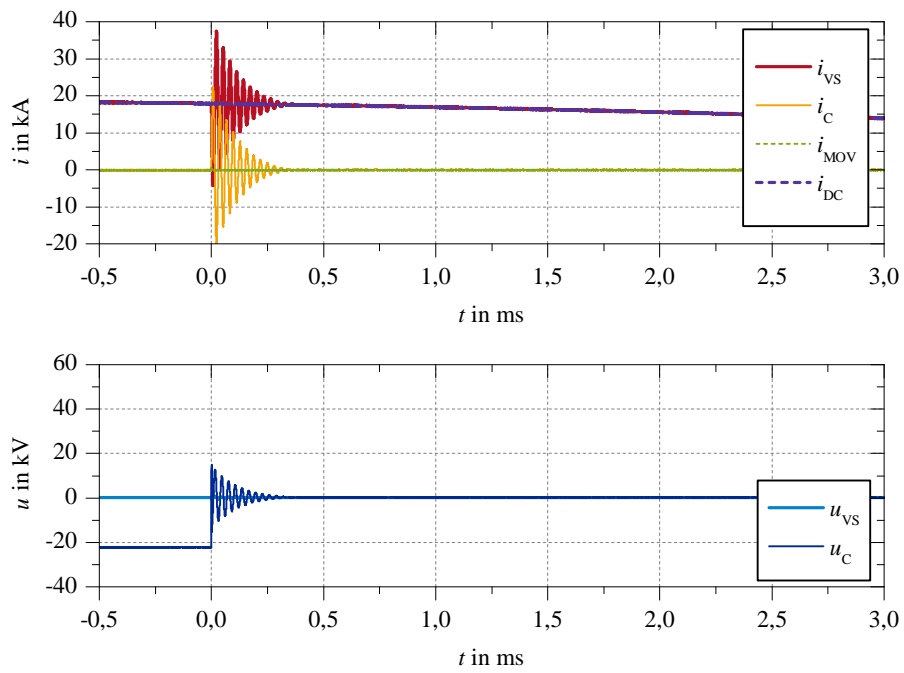


Abbildung 4.19: Messung eines fehlgeschlagenen Ausschaltvorgangs ($i_{DC} = 18$ kA), Zeitbereich der fehlgeschlagenen Stromunterbrechung

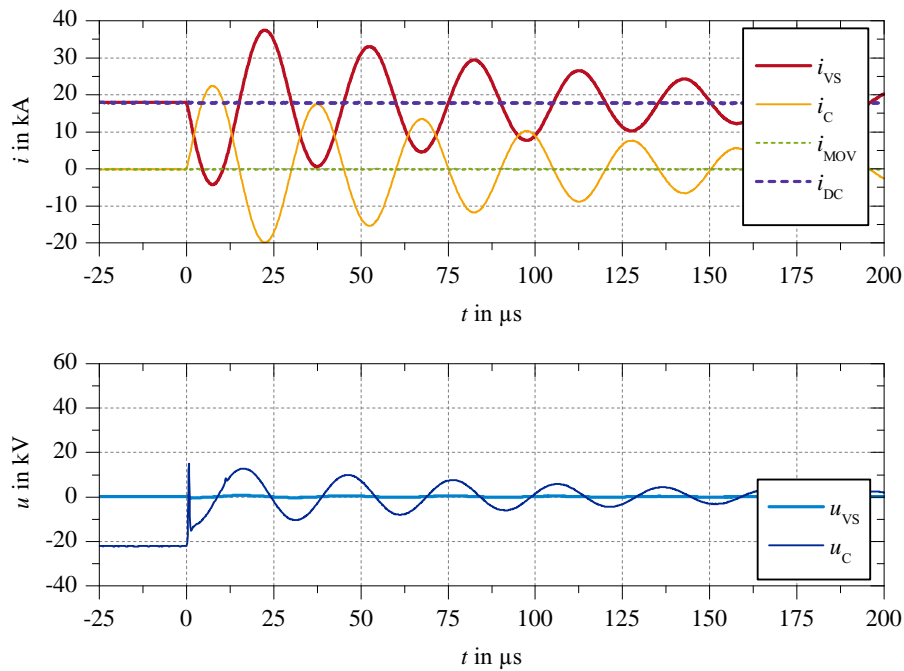


Abbildung 4.20: Messung eines fehlgeschlagenen Ausschaltvorgangs ($i_{DC} = 18$ kA), Zeitbereich der fehlgeschlagenen Stromkommutierung

Der Strom in der Vakuumschaltröhre betrug beim Einprägen des Strom-Null-Impulses $i_{VS} = 18 \text{ kA}$. Der Ausschaltversuch erfolgte mittels eines „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impulses, dessen Spitzenwert bei $\hat{i}_C = 22 \text{ kA}$ lag. Wie in Abbildung 4.20 erkennbar, kam es zu zwei Stromnulldurchgängen ($t_{ND,1} = 4,5 \mu\text{s}$ und $t_{ND,2} = 10,5 \mu\text{s}$). Zum Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs betrugen die Stromsteilheiten im ersten Nulldurchgang $\frac{di_{VS}}{dt} \approx 2,7 \frac{\text{kA}}{\mu\text{s}}$ und im zweiten $\frac{di_{VS}}{dt} \approx 2,55 \frac{\text{kA}}{\mu\text{s}}$. Die Frequenz des Strom-Null-Impulses lag bei $f_{0,LC} = 33 \text{ kHz}$ ($C_C = 5 \mu\text{F}$, $L_C = 4,65 \mu\text{H}$). Die Lichtbogenzeit betrug $t_{LiBo} \approx 7 \text{ ms}$. In beiden Stromnulldurchgängen erfolgte aufgrund des zu hohen $\frac{di}{dt}$ beim Stromnulldurchgang keine Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre (siehe Ergebnisse der experimentellen Untersuchungen in Kapitel 5), sodass der Hauptstrom ungehindert weiterfließen konnte.

Die Messung eines auf Anhieb erfolgreichen Ausschaltvorgangs (Fall iii.) zeigen die **Abbildungen 4.21, 4.22 und 4.23**. In Abbildung 4.21 ist der gesamte gemessene Schaltvorgang zu sehen, in den anderen beiden Abbildungen sind die Zeitbereiche der Stromunterbrechung und der Stromkommutierung zeitlich feiner aufgelöst dargestellt. Zum besseren Vergleich sind erneut die Strom- und Spannungsverläufe von i_{VS} , i_C , i_{MOV} , i_{DC} , u_{VS} und u_C wie in den Abbildungen 4.18, 4.19 und 4.20 gezeigt.

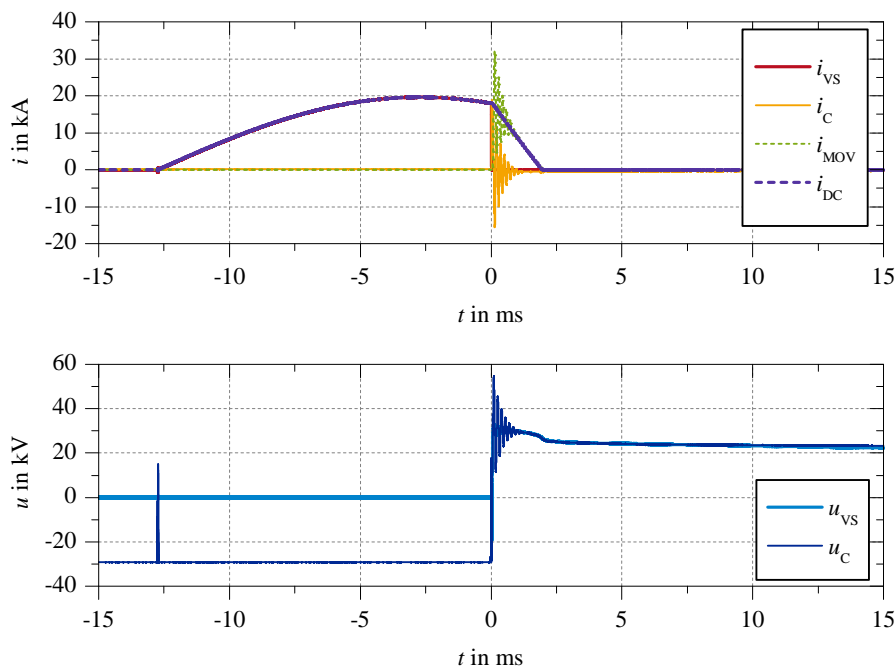


Abbildung 4.21: Messung eines erfolgreichen Ausschaltvorgangs ($i_{DC} = 18 \text{ kA}$) mit „direktem“ Strom-Null-Impuls, gesamte Zeitdauer

Bei der Messung wurde ein Strom von $i_{DC} = 18 \text{ kA}$ unterbrochen. Dazu wurde ein „direkter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls mit $\hat{i}_C = 20 \text{ kA}$ und einer Frequenz von $f_{0,LC} = 6,8 \text{ kHz}$ ($C_C = 16,5 \mu\text{F}$, $L_C = 33,2 \mu\text{H}$) zur Erzeugung eines künst-

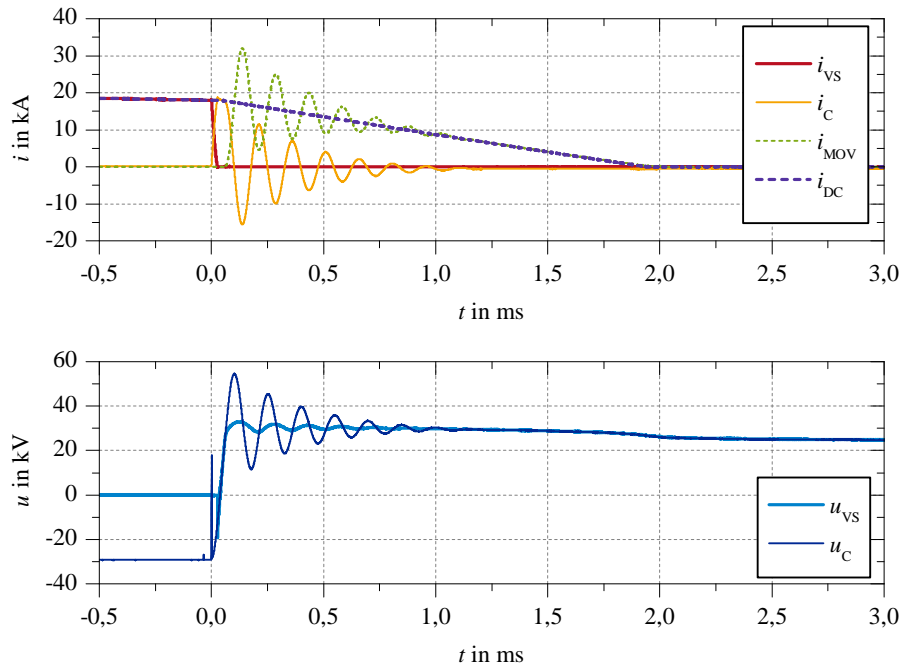


Abbildung 4.22: Messung eines erfolgreichen Ausschaltvorgangs ($i_{DC} = 18$ kA), Zeitbereich der Stromunterbrechung

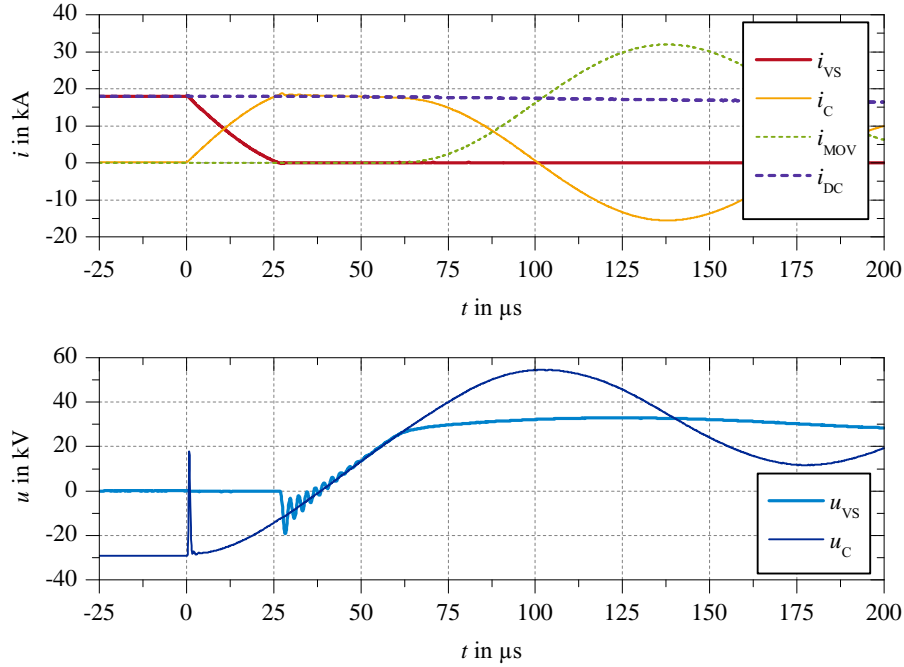


Abbildung 4.23: Messung eines erfolgreichen Ausschaltvorgangs ($i_{DC} = 18$ kA), Zeitbereich der Stromkommutierung

lichen Stromnulldurchgangs in der Vakuumschaltröhre verwendet. Die Stromsteilheit beim Stromnulldurchgang betrug dabei $\frac{di_{VS}}{dt} \approx 0,36 \frac{kA}{\mu s}$. Da der Strom-Null-Impuls zum Augenblick der Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre noch nicht seinen Maximalwert erreicht hatte, erfolgte ein negativer Spannungssprung von u_{VS} . Die Steilheit der wiederkehrenden Spannung an der Vakuumschaltröhre lag nach der erfolgreichen Stromkommutierung und dem negativen Spannungssprung bei $\frac{du_{VS}}{dt} \approx 1,1 \frac{kV}{\mu s}$, und die Amplitude wurde durch den Überspannungsableiter auf $\hat{u}_{VS} = 33 kV$ begrenzt. Der Strom im energieaufnehmenden Strompfad erreichte einen Maximalwert von $\hat{i}_{MOV} = 32,5 kA$. Um den Strom i_{DC} letztendlich zu Null zu bringen, musste der Überspannungsableiter eine Energie von $E_{MOV} \approx 508 kJ$ ⁴⁹ aufnehmen. Die Lichtbogenzeit betrug bei diesem Schaltvorgang $t_{LiBo} = 5,8 ms$. Zum direkten Vergleich wurden zusätzlich zu den Messungen auch Simulationen der Strom- und Spannungsverläufe von verschiedenen Ausschaltvorgängen durchgeführt. Als Beispiel befinden sich die Simulationsergebnisse mit vergleichbaren Parametern des zuvor beschriebenen erfolgreichen Ausschaltvorgangs im Anhang A.6.

Ein Schaltvorgang nach Fall ii. wird in den **Abbildungen 4.24** und **4.25** exemplarisch gezeigt. In den beiden Abbildungen sind lediglich die zeitlich feiner aufgelösten Bereiche der Stromunterbrechung und der Stromkommutierung dargestellt. Auf eine Gesamtansicht des Schaltvorgangs wie bei den zuvor gezeigten Messungen wurde hier verzichtet, da der prinzipielle Verlauf dem erfolgreichen Ausschaltvorgang in Abbildung 4.21 gleicht und damit keine neue Information enthält.

Wie auch in den vorherigen Abbildungen sind in 4.24 und 4.25 wieder die Strom- und Spannungsverläufe von i_{VS} , i_C , i_{MOV} , i_{DC} , u_{VS} und u_C zu sehen. Bei dieser Messung wurde ein Strom von $i_{DC} = 20 kA$ durch einen „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls mit einer Frequenz von $f_{0,LC} = 19 kHz$ ($C_C = 5 \mu F$, $L_C = 14,03 \mu H$) und einer Amplitude von $\hat{i}_C = 22 kA$ ausgeschaltet. Die Lichtbogenzeit betrug $t_{LiBo} \approx 7 ms$.

In der zeitlichen Auflösung im μs -Bereich in Abbildung 4.25 ist deutlich die Stromunterbrechung im zweiten Stromnulldurchgang zu erkennen. Beim ersten Nulldurchgang des Stromes i_{VS} war die Steilheit mit $\frac{di_{VS}}{dt} \approx 1,05 \frac{kA}{\mu s}$ zu hoch, sodass keine Stromlöschung in der Vakuumschaltröhre erfolgte. Im zweiten Stromnulldurchgang lag die Stromsteilheit noch bei $\frac{di_{VS}}{dt} \approx 0,9 \frac{kA}{\mu s}$. Die Steilheit der wiederkehrenden Spannung hätte bei einer erfolgreichen Stromunterbrechung im ersten Stromnulldurchgang nach dem negativen Spannungssprung einen Wert von $\frac{du_{VS}}{dt} \approx 4,1 \frac{kV}{\mu s}$ angenommen. Durch die Stromunterbrechung im zweiten Nulldurchgang hatte der Strom-Null-Impuls seinen Maximalwert schon überschritten, sodass nun der Kondensator C_C in entgegengesetzter Richtung umgeladen wurde. Damit erfolgte bei der Stromunterbrechung im zweiten Nulldurchgang ein positiver Spannungssprung von u_{VS} . Die maximale Steilheit des Spannungssprungs lag bei ca. $39,5 \frac{kV}{\mu s}$, der Mittel-

⁴⁹ Als Vorgriff auf Kapitel 6 seien hier die Nennenergie eines einzelnen MO-Varistors von $W_{MOV,R} = 86 kJ$ sowie der spezifische Wert (volumenbezogen) von ca. $250 \frac{J}{cm^3}$ genannt. Aufgrund der achtzehn MO-Widerstände je Überspannungsableiterstack ergibt dies ein Gesamtenergieaufnahmevermögen von $W_{MOV} = 1,548 MJ$. Die Belastung des Überspannungsableiters war daher bei diesem Ausschaltversuch nicht besonders hoch.

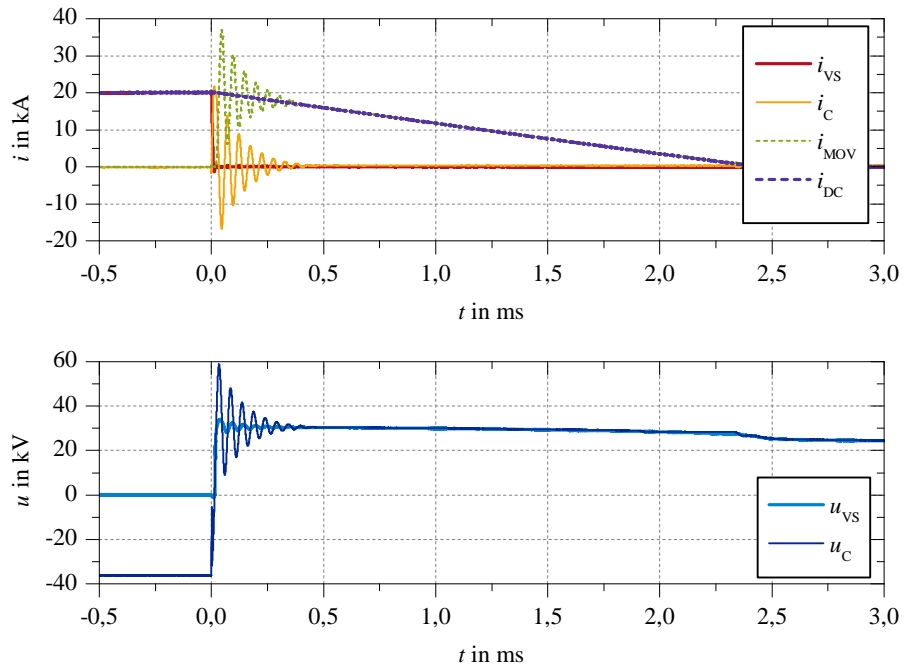


Abbildung 4.24: Messung eines Ausschaltvorgangs ($i_{DC} = 20$ kA) mit Stromkommutierung im 2. Nulldurchgang, Zeitbereich der Stromunterbrechung

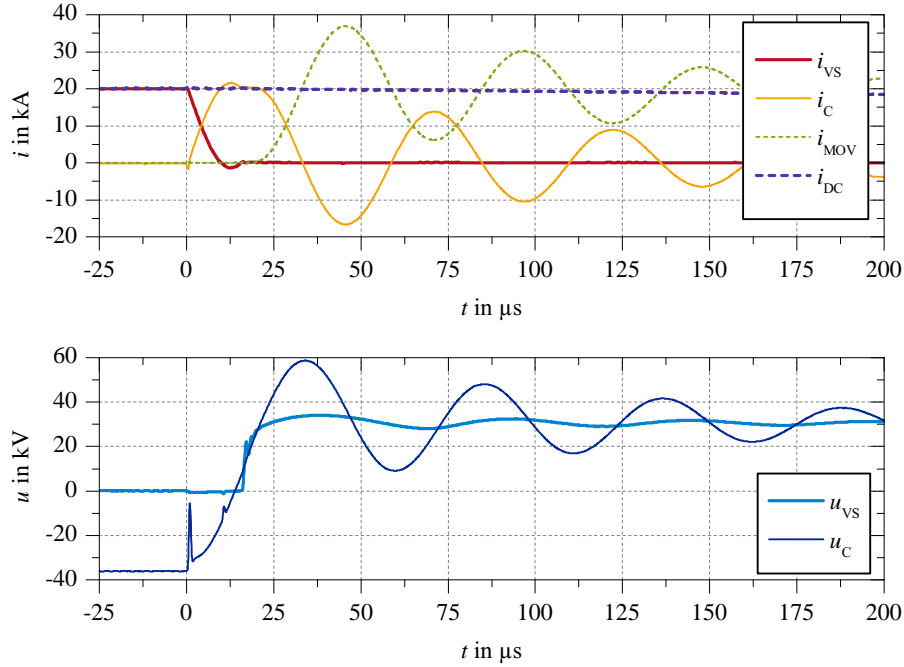


Abbildung 4.25: Messung eines Ausschaltvorgangs ($i_{DC} = 20$ kA) mit Stromkommutierung im 2. Nulldurchgang, Zeitbereich der Stromkommutierung

wert betrug $\frac{du_{VS}}{dt} \approx 6,5 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$ (Mittelwert gemessen von $u_{VS} = 0 \text{ V}$ bis zur Stromkommutierung vom Kommutierungspfad auf den energieaufnehmenden Strompfad bei $u_{VS} \approx 27,5 \text{ kV}$). Die Höhe der wiederkehrenden Spannung wurde durch den Überspannungsableiter auf $\hat{u}_{VS} = 34 \text{ kV}$ limitiert. Der Maximalwert des Strom im energieaufnehmenden Strompfad lag hier bei $\hat{i}_{MOV} = 37,7 \text{ kA}$. Während des Ausschaltvorgangs betrug der Energieeintrag in den Überspannungsableiter $E_{MOV} \approx 739 \text{ kJ}$.

In den bisher beispielhaft gezeigten drei Ausschaltversuchen erfolgte die Einprägung des Strom-Null-Impulses immer direkt entgegen dem Strom i_{VS} in der Vakuum-schaltröhre. Wie in den dargestellten Strom- und Spannungsverläufen zu sehen ist, bedeutet dies, dass der Kondensator C_C immer in entgegengesetzter Richtung zur Spannung u_{VS} aufgeladen war. In den **Abbildungen 4.26** und **4.27** sind exemplarisch die Spannungs- und Stromverläufe eines Ausschaltvorgangs mit positiv (bezogen auf die Stromrichtung des Gleichstromschalters) aufgeladenem Kondensator C_C bei $i_{DC} = 18 \text{ kA}$ und damit einem „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls gezeigt (siehe auch Kapitel 4.2.2). Zum Vergleich mit den vorherigen Abbildungen sind erneut die Ströme i_{VS} , i_C , i_{MOV} , i_{DC} sowie die Spannungen u_{VS} und u_C bei gleicher vertikaler Auflösung zu sehen. In den beiden Abbildungen sind ebenfalls wieder der Bereich der Stromunterbrechung sowie der Stromkommutierung zeitlich feiner aufgelöst dargestellt. Auf eine Gesamtansicht wurde hier wie zuvor verzichtet, da diese Ansicht prinzipiell derjenigen in Abbildung 4.21 entspricht.

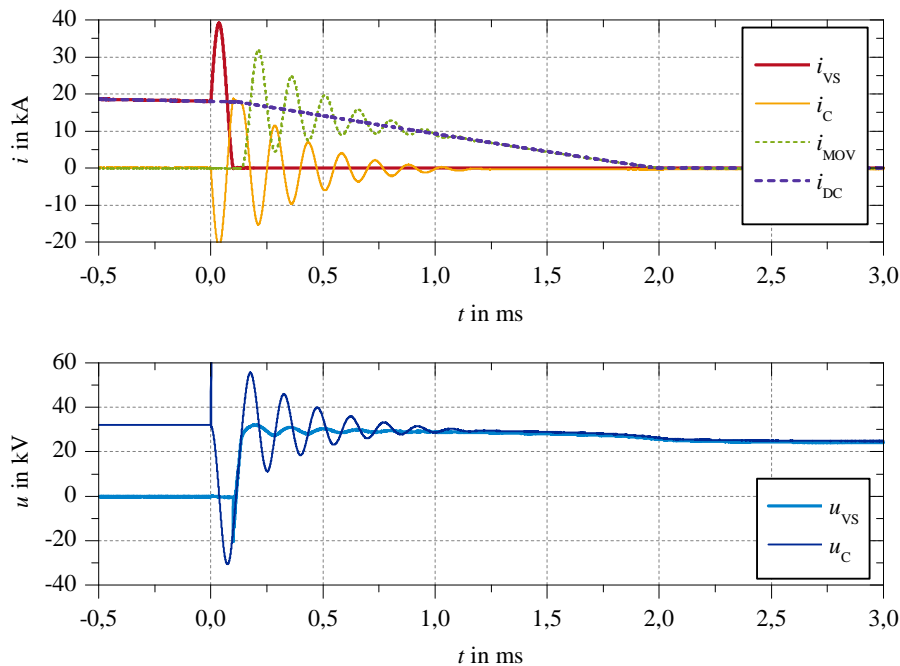


Abbildung 4.26: Messung eines erfolgreichen Ausschaltvorgangs ($i_{DC} = 18 \text{ kA}$), Zeitbereich der Stromunterbrechung, „indirekter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls

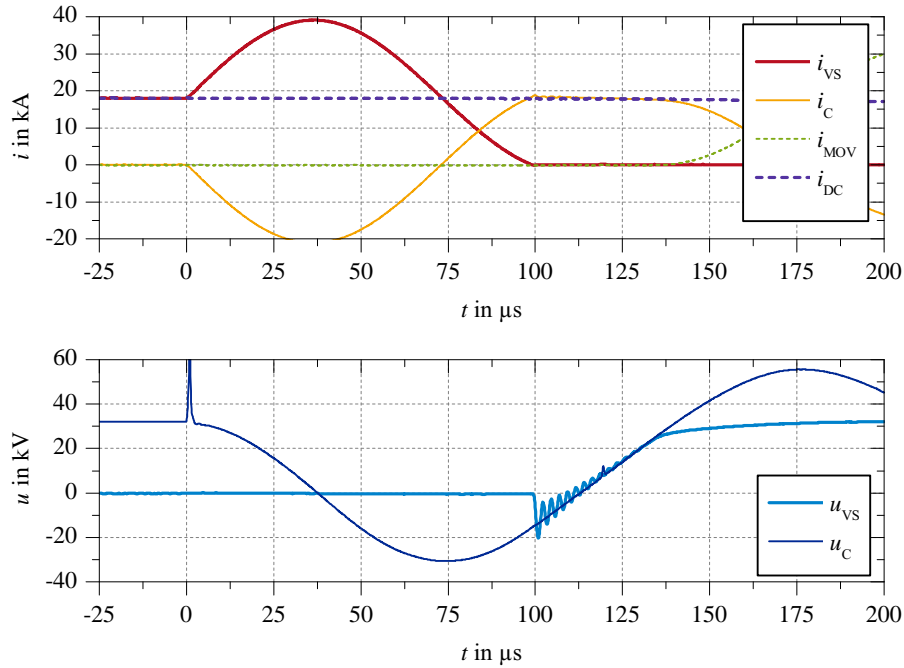


Abbildung 4.27: Messung eines erfolgreichen Ausschaltvorgangs ($i_{\text{DC}} = 18 \text{ kA}$), Zeitbereich der Stromkommutierung, „indirekter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls

Durch den positiv aufgeladenen Kondensator kommt es in der Vakuumschaltröhre im Hauptstrompfad beim Zuschalten des Strom-Null-Impulses erst zu einer Stromerhöhung, bevor der „indirekte“ sinusförmige Strom-Null-Impuls mit einer Verzögerung einer Schwingungshalbwelle einen Nulldurchgang bewirkt. Da bei einem „indirekten“ Strom-Null-Impuls die zweite Stromhalbwelle entscheidend ist, wurde deren negativer Spitzenwert durch eine entsprechend gewählte Ladespannung u_{C} des Kondensators (betragsmäßig ca. 5 % höher als bei einem vergleichbaren „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls) auf $i_{\text{C}} = 20 \text{ kA}$ eingestellt. Der Spitzenwert der positiven Stromhalbwelle in den Abbildungen 4.26 und 4.27 lag bei $i_{\text{C}} = 21,2 \text{ kA}$. Die Frequenz des parallelen Schwingkreises betrug, wie schon beim erfolgreichen Ausschaltvorgang in den Abbildungen 4.21, 4.22 und 4.23, $f_{0,\text{LC}} = 6,8 \text{ kHz}$ ($C_{\text{C}} = 16,5 \mu\text{F}$, $L_{\text{C}} = 33,2 \mu\text{H}$). Die Stromsteilheit im Moment der Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre lag auch hier bei $\frac{di_{\text{VS}}}{dt} \approx 0,36 \frac{\text{kA}}{\mu\text{s}}$. Die Kennwerte sowie das Verhalten der wiederkehrenden Spannung sind ebenfalls fast gleich. Nach der erfolgreichen Stromunterbrechung kam es zu einem negativen Spannungssprung an der Vakuumschaltröhre. Die Steilheit der wiederkehrenden Spannung betrug nach dem negativen Spannungssprung $\frac{du_{\text{VS}}}{dt} \approx 1,1 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$, und ihre Amplitude wurde durch den Überspannungsableiter auf $\hat{u}_{\text{VS}} = 33 \text{ kV}$ limitiert. Der Spitzenwert des Stroms im energieaufnehmenden Strompfad erreichte mit $\hat{i}_{\text{MOV}} = 32,3 \text{ kA}$ auch nahezu den gleichen Wert wie bei dem Ausschaltvorgang mit dem „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-

Impuls. Der Energieeintrag in den Überspannungsableiter lag bei $E_{\text{MOV}} \approx 502 \text{ kJ}$. Während dieses Schaltvorgangs betrug die Lichtbogenzeit $t_{\text{LiBo}} = 6,1 \text{ ms}$.

Einen erfolgreichen Ausschaltvorgang einer Messung mit einem „indirekten“ sägezahnförmigen Strom-Null-Impuls mit einem dreistufigen Kettenleiter im parallelen Kommutierungspfad, wie in Kapitel 4.2.3 (siehe Abbildung 4.17) beschrieben, zeigen die beiden **Abbildungen 4.28** und **4.29**. In beiden Abbildungen sind wieder die Bereiche der Stromunterbrechung und der Stromkommutierung zeitlich feiner aufgelöst dargestellt. Auch hier wurde auf eine Gesamtansicht des Schaltvorgangs verzichtet, da der prinzipielle Verlauf dem in Abbildung 4.21 entspricht. Zu sehen sind die Strom- und Spannungsverläufe von i_{VS} , $i_{3\text{xRLC}}$, i_{MOV} , i_{DC} , u_{VS} und $u_{3\text{xRLC}}$.

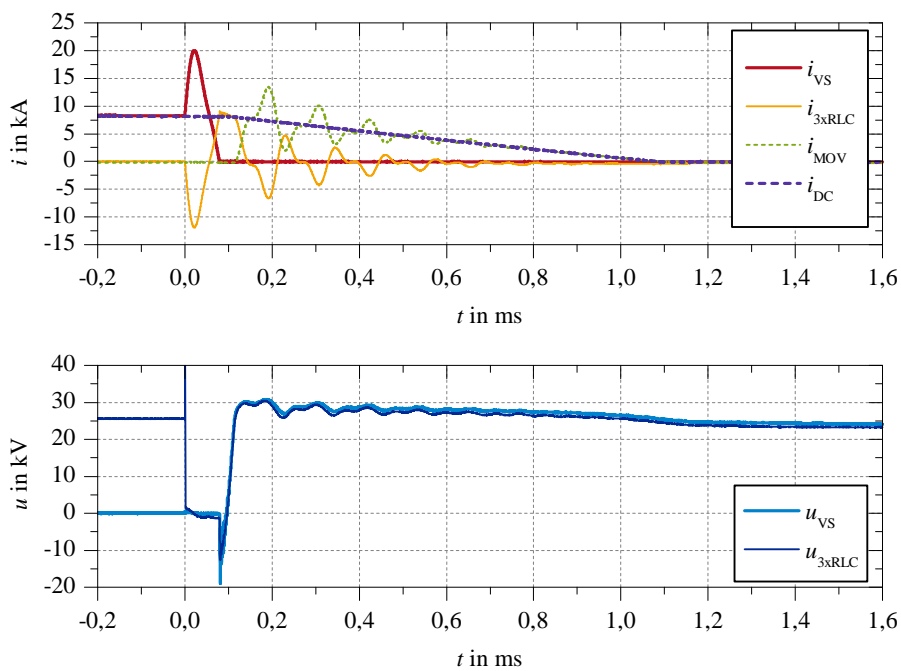


Abbildung 4.28: Messung eines erfolgreichen Ausschaltvorgangs ($i_{\text{DC}} = 8,2 \text{ kA}$), Zeitbereich der Stromunterbrechung, „indirekter“ sägezahnförmiger Strom-Null-Impuls

In dem abgebildeten Schaltvorgang wurde in der Vakuumschaltröhre ein Strom von $i_{\text{VS}} = 8,2 \text{ kA}$ unterbrochen. Für den Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre ist bei dem hier verwendeten „indirekten“ sägezahnförmigen Strom-Null-Impuls erneut die zweite Halbwelle der Stromschwingung entscheidend. Der negative Spitzenwert des Stroms betrug in diesem Bereich $i_{3\text{xRLC}} = 11 \text{ kA}$. **Tabelle 4.1** zeigt die Werte der Kondensatoren und Induktivitäten, die für den dreistufigen Kettenleiter verwendet wurden. Die Frequenz der Grundschiwingung des dreistufigen Kettenleiters lag damit bei $f_{0,3\text{xRLC}} \approx 8,7 \text{ kHz}$.

Zum Zeitpunkt der Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre lag die Steilheit des Strom i_{VS} bei $\frac{di_{\text{VS}}}{dt} \approx 0,39 \frac{\text{kA}}{\mu\text{s}}$. Aufgrund des etwas komplexeren Aufbaus

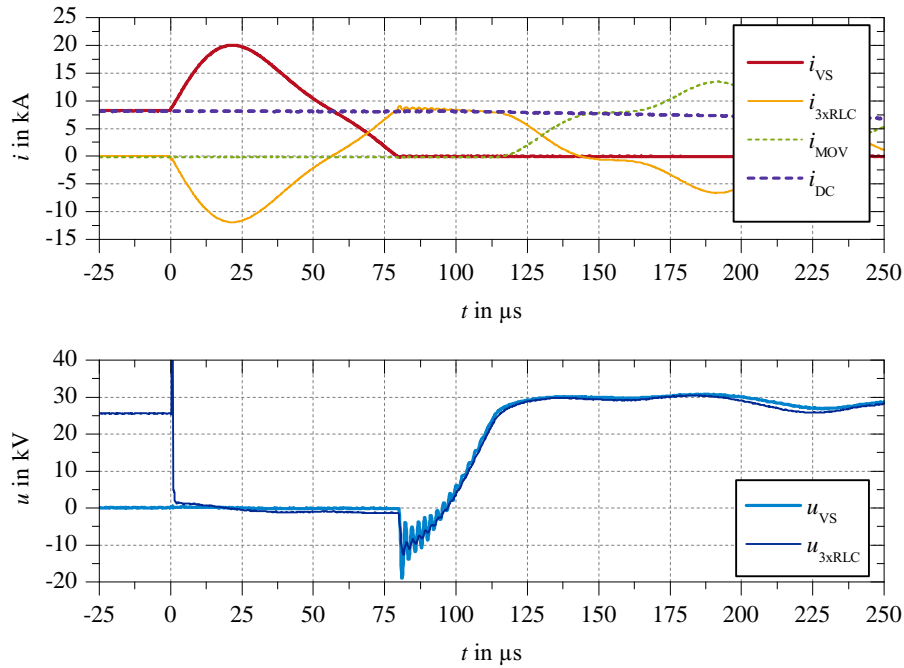


Abbildung 4.29: Messung eines erfolgreichen Ausschaltvorgangs ($i_{\text{DC}} = 8,2 \text{ kA}$), Zeitbereich der Stromkommutierung, „indirekter“ sägezahnförmiger Strom-Null-Impuls

des parallelen Kettenleiters lag die Steilheit der wiederkehrenden Spannung nach dem Spannungssprung mit $\frac{du_{\text{VS}}}{dt} \approx 1,5 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$ etwas höher als bei einem vergleichbaren einfachen parallelen RLC-Reihenschwingkreis (ca. $\frac{du_{\text{VS}}}{dt} \approx 0,91 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$ bei gleicher Stromhöhe von i_{VS} und gleicher Gesamtkapazität von $C_{\text{C}} = C_{\text{C1}} + C_{\text{C2}} + C_{\text{C3}} = 9 \mu\text{F}$). Limitiert wurde die Spannung u_{VS} auf $\hat{u}_{\text{VS}} = 30,8 \text{ kV}$. Im energieaufnehmenden Strompfad floss ein Maximalstrom von $\hat{i}_{\text{MOV}} = 13,5 \text{ kA}$. Der Überspannungsableiter musste während des Schaltvorgangs eine Energie von $E_{\text{MOV}} \approx 107 \text{ kJ}$ aufnehmen. Die Lichtbogenzeit in der Vakuumschaltröhre betrug $t_{\text{LiBo}} = 5,1 \text{ ms}$.

Tabelle 4.1: Werte der Kondensatoren und Induktivitäten des dreistufigen Kettenleiters nach Abbildung 4.17

Element	Wert	Einheit
C_{C1}	6	μF
L_{C1}	28	μH
C_{C2}	1,5	μF
L_{C2}	42	μH
C_{C3}	1,5	μF
L_{C3}	38	μH

4.2.5 Experimentelle Untersuchungen

Im Rahmen dieser Arbeit wurden verschiedene experimentelle Untersuchungen mit den beiden zuvor vorgestellten Prüfkreisen im Labor durchgeführt. Bei den Untersuchungen wurden Ströme bis zu 20 kA geschaltet. Die maximale wiederkehrende Spannung betrug ca. 35 kV. Untersuchungen zum Schaltverhalten bei Strömen bis 1 kA und Spannungen bis 1,5 kV wurden im Prüfkreis mit der Gleichstromquelle durchgeführt. Höhere Ströme und Spannungen wurden im RLC-Reihenschwingprüfkreis untersucht.

Bei den Voruntersuchungen bezüglich der Übertragbarkeit der Belastung des Gleichstromschalters mit einer reinen Gleichstromquelle auf die eines RLC-Reihenschwingprüfkreises konnte gezeigt werden, dass die eigentliche Stromunterbrechung und die anschließenden Stromkommutierungen vergleichbar sind. Dabei muss für die Betrachtungen von Last- und Betriebsströmen im RLC-Reihenschwingprüfkreis der entsprechende Zeitbereich (ca. $\pm 2,5 - 3,5 \text{ ms}$ ⁵⁰ vor und nach dem Stromschieitel) um den Bereich des Stromschieitels berücksichtigt werden. Für die Untersuchungen mit ansteigenden Fehlerströmen ist der Bereich der sinusförmigen Stromhalbwellen mit hoher Stromsteilheit (bis ca. 50 – 60 % des Maximalstroms) bei hohem Prüfstrom geeignet. Die Untersuchung des Verhaltens von Vakuumschaltröhren beim Einprägen eines hochfrequenten oszillierenden Strom-Null-Impulses ist somit mit beiden Prüfkreisen problemlos möglich. Bei der Belastung des energieaufnehmenden Strompfads zeigen die beiden Prüfkreise einige Unterschiede (siehe Kapitel 6), die für eine Gesamtbetrachtung des Gleichstromschalters berücksichtigt werden müssen.

Die Untersuchungen zum Verhalten von Vakuumschaltröhren beim Einprägen eines Strom-Null-Impulses wurden mit zwei verschiedenen Typen von Vakuumschaltröhren durchgeführt. In **Tabelle 4.2** sind einige Angaben zu den beiden verwendeten kommerziell verfügbaren Vakuumschaltröhrentypen aufgelistet.

Für die experimentellen Untersuchungen wurden diese Vakuumschaltröhren ausgewählt, um zu klären, ob kommerziell verfügbare Vakuumschaltröhren grundsätzlich für den Einsatz in einem mechanischen Gleichstromschalter geeignet sind. Weiterhin sollten negative Einflüsse, wie beispielsweise ein „offener Dampfschirm“ oder eine unsymmetrische Feldverteilung, wie es oft bei Modellvakuumschaltkammern der Fall ist, verhindert werden. Neben diesen technischen Aspekten müssen bei Gleichstromschaltern auch wirtschaftliche Gesichtspunkte berücksichtigt werden, sodass der Einsatz von unmodifizierten kommerziell verfügbaren Vakuumschaltröhren vorteilhaft wäre.

⁵⁰ Bei einer mittleren Öffnungsgeschwindigkeit der Kontakte im Bereich von $v_{\text{open}} = 0,8 \dots 0,9 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ ergibt dies einen Kontaktabstand zum Zeitpunkt der Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre von $d_{\text{gap}} = 4 \dots 6,3 \text{ mm}$. Dies orientiert sich an der Forderung, dass nach der erfolgreichen Stromunterbrechung ein Mindestabstand der Kontakte von $\geq 4 \text{ mm}$ erreicht sein sollte, damit die Schaltstrecke in der Vakuumschaltröhre der wiederkehrenden Spannung problemlos standhalten kann.

Tabelle 4.2: Angaben zu den untersuchten Vakuumschaltröhrentypen

Vakuumschaltröhre	Typ 1	Typ 2
Nennspannung	12 – 24 kV	12 – 24 kV
Kontaktsystem	AMF (Schlitztechnik)	RMF (Topfkontakt)
Kontaktdurchmesser (außen / innen)	ca. 100 mm / –	ca. 55 mm / ca. 30 mm
Kontakthub	11 ± 1 mm	11 ± 1 mm
Kontaktmaterial	Kupfer-Chrom	Kupfer-Chrom

Da Vakuumschaltröhren mit Platten- oder Knopfkontakten kein hohes Schaltvermögen aufweisen und mit dem untersuchten Gleichstromschalter auch Gleichströme im zweistelligen Kiloamperebereich⁵¹ geschaltet werden sollten, wurden die beiden genannten Vakuumschaltröhrentypen mit AMF- und RMF-Kontaktsystemen ausgewählt. Bei der Auswahl der Vakuumschaltröhren wurde darauf geachtet, dass beide Typen das gleiche Kontaktmaterial besitzen, um beim Vergleich der beiden Kontaktsysteme diesen Einflussparameter auszuschließen. Wie aus der Literatur bekannt, hat das Kontaktmaterial einen großen Einfluss auf das Stromabrissverhalten, bei dem es, ähnlich wie bei einem Strom-Null-Impuls, zur Stromunterbrechung bei hochfrequenten Stromnulldurchgängen kommt. Weiterhin wurden Vakuumschaltröhren herausgesucht, die den gleichen Kontakthub aufweisen. So konnte für beide Röhren derselbe Prüfaufbau mit der gleichen wiederkehrenden Spannung verwendet werden, um auch in diesem Punkt gleiche Voraussetzungen zu schaffen. Aufgrund der verschiedenen Kontaktdurchmesser können die beiden verwendeten Vakuumschaltröhrentypen unterschiedlich hohe Nenn- bzw. Kurzschlussströme abschalten. Dabei können Vakuumschaltröhren vom Typ 1 deutlich höhere Ströme unterbrechen als Röhren des Typs 2. Diese beiden Röhrentypen mit den verschiedenen Stromwerten wurden herausgesucht, um feststellen zu können, ob Vakuumschaltröhren für hohe Wechselströme für den Einsatz in einem mechanischen Gleichstromschalter besser geeignet sind. Trotz dieser unterschiedlichen Werte wurden jedoch beide Vakuumschaltröhrentypen so gewählt, dass sie für die untersuchten Stromhöhen mehr als ausreichend groß dimensioniert waren.

Durch die Variation der Induktivität L_C , der Kapazität C_C , der Ladespannung u_C sowie des Aufbaus des parallelen Kommutierungspfades wurde der zur Stromunterbrechung benötigte Strom-Null-Impuls in seiner Frequenz, Form, Dauer, Polarität und Höhe beeinflusst.

⁵¹ Die Vorgabe, Ströme im zweistelligen Kiloamperebereich unterbrechen zu können, ist notwendig, da auch bei sehr kurzen Ausschaltzeiten Fehlerströme in einem Gleichstromnetz sehr rasch ansteigen können.

5 Strom-Null-Impulsverhalten von Vakuumschaltröhren

Der sichere Betrieb eines aktiven mechanischen Gleichstromschalters mit einer Vakuumschaltröhre setzt eine problemlose Kommutierung des Stroms aus dem Hauptstrompfad voraus. Dabei spielt für das Design eines solchen Gleichstromschalters besonders das Verhalten der Vakuumschaltröhre im Hauptstrompfad beim Einprägen des hochfrequenten oszillierenden Strom-Null-Impulses – im weiteren Verlauf Strom-Null-Impulsverhalten genannt – eine wichtige Rolle. Im nun folgenden Kapitel werden die im Rahmen dieser Arbeit entstandenen verschiedenen Ergebnisse und Erkenntnisse der experimentellen Untersuchungen des Strom-Null-Impulsverhaltens von Vakuumschaltröhren vorgestellt.

Um klare Aussagen bezüglich der sicheren Stromunterbrechung von Vakuumschaltröhren treffen zu können, werden in den nachfolgenden Ergebnissen ausschließlich Ausschaltvorgänge mit einer Unterbrechung des Stroms in der Vakuumschaltröhre im ersten auftretenden künstlichen Stromnulldurchgang als „erfolgreich“ gewertet (Fall iii. in Kapitel 4.2.4). Erfolgte die Stromunterbrechung erst im zweiten oder einem nachfolgenden späteren Stromnulldurchgang, so wurde dieser als „fehlgeschlagener Ausschaltvorgang“ interpretiert (Fall ii. in Kapitel 4.2.4). Gleiches gilt natürlich auch, wenn in keinem der künstlichen Stromnulldurchgänge eine Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre erfolgt ist (Fall i. in Kapitel 4.2.4).

In der Literatur werden für mechanische Gleichstromschalter mit Vakuumschaltröhren oft nur sehr spärliche Angaben bezüglich der verwendeten Vakuumschaltröhren gemacht. Von den drei typischen verschiedenen Kontaktgeometrien (siehe Kapitel 2.8.1) wird in der Literatur oft nur der Einsatz von AMF-Kontakten für hohe Ströme erwähnt, jedoch meist nicht weiter begründet.

Prinzipiell gilt für Gleichstromsysteme das Bestreben, Fehlerströme möglichst schnell abzuschalten, damit diese keine zu hohen Werte annehmen. Konkrete Angaben sind diesbezüglich in der Literatur bisher kaum zu finden und sind Gegenstand aktueller Diskussionen. Geht man von einem Gleichstromschalter für Ströme $i_{DC} > 10 \text{ kA}$ aus, so sind Platten- oder Knopfkontakte aufgrund ihres niedrigeren Schaltvermögens eher nicht geeignet. Da im Rahmen dieser Arbeit Ströme von bis zu $i_{DC} = 20 \text{ kA}$ betrachtet wurden, kamen in den experimentellen Untersuchungen die zwei genannten Typen von Vakuumschaltröhren (Typ 1 mit einem AMF-Kontaktsystem und Typ 2 mit einem RMF-Kontaktsystem; siehe Tabelle 4.2) zum Einsatz.

5.1 Untersuchungen an einer Vakuumschaltröhre mit einem AMF-Kontaktsystem

Im ersten Teil des aktuellen Kapitels werden zunächst die Ergebnisse der experimentellen Untersuchungen des Vakuumschaltröhrentyps mit AMF-Kontakten präsentiert (Typ 1 in Tabelle 4.2, Kapitel 4.2.5). Dabei wurden im parallelen Kommutierungspfad sowohl die Induktivität, die Kapazität, die Höhe und Polarität der Ladespannung des Kondensators als auch die Topologie des Kommutierungspfades selbst variiert. Weiterhin wurde die Stromrichtung im Hauptstrompfad geändert (Einbau- lage der Vakuumschaltröhre unverändert) um auch den Einfluss einer Stromrich- tungsumkehr bei einem bidirektionalen Gleichstromschalter zu berücksichtigen.

5.1.1 Sinusförmiger Strom-Null-Impuls mit negativ vorgeladenem Kondensator

In der ersten Messreihe wird das Strom-Null-Impulsverhalten eines mechanischen Gleichstromschalters mit aktivem RLC-Reihenschwingkreis und negativ (siehe Kapi- tel 4.2.1) vorgeladenem Kondensator im parallelen Kommutierungspfad betrachtet. Dabei ist die Polarität der Kondensatorspannung u_C der Spannung an der Vakuum- schaltröhre u_{VS} und damit dem Gleichstromschalter entgegengesetzt orientiert. Dies bewirkt, dass im Falle eines Ausschaltvorgangs der sinusförmige Strom-Null-Impuls unmittelbar dem Strom im Hauptpfad entgegen gerichtet ist und somit direkt einen künstlichen Stromnulldurchgang erzwingt.

Experimentelle Untersuchungen

Da in der Literatur zwar häufig das Prinzip beschrieben, jedoch Messungen nur bei einer sehr überschaubaren Anzahl an unterschiedlichen Gleichstromwerten vorge- stellt werden, ist eine detailliertere Betrachtung dieses Schaltprinzips bei Stromwer- ten von $i_{DC} = 1 \dots 20 \text{ kA}$ Gegenstand der ersten Messreihe.

Eine Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre kann nur bei einem Strom- nulldurchgang erfolgen. Daher muss sichergestellt werden, dass der Scheitelwert des Strom-Null-Impulses größer als der zu unterbrechende Gleichstrom ist. Während der experimentellen Untersuchungen wurde der Strom-Null-Impuls daher wie folgt eingestellt:

- $i_{DC} < 2 \text{ kA}$: Scheitelwert des Strom-Null-Impulses mindestens⁵² mit der dop- pelten Amplitude, z.B. $\hat{i}_C = 2 \text{ kA}$ bei $i_{DC} = 1 \text{ kA}$.

⁵² Bei Strom-Null-Impulsen mit einer Schwingkreisfrequenz von $f_{0,LC} = 33 \text{ kHz}$ wurden auch höhere Spitzenwerte für \hat{i}_C zur Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre eingesetzt.

- $i_{DC} \geq 2 \text{ kA}$: Scheitelwert des Strom-Null-Impulses mindestens⁵² 2 kA größer als i_{DC} , z.B. $\hat{i}_C = 12 \text{ kA}$ bei $i_{DC} = 10 \text{ kA}$.

Zur Verdeutlichung sind in **Abbildung 5.1** nochmal schematisch die Verläufe der Ströme i_{VS} , i_C und i_{DC} zum Zeitpunkt der Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre bei einem niedrigen und bei einem hohen Gleichstrom dargestellt.

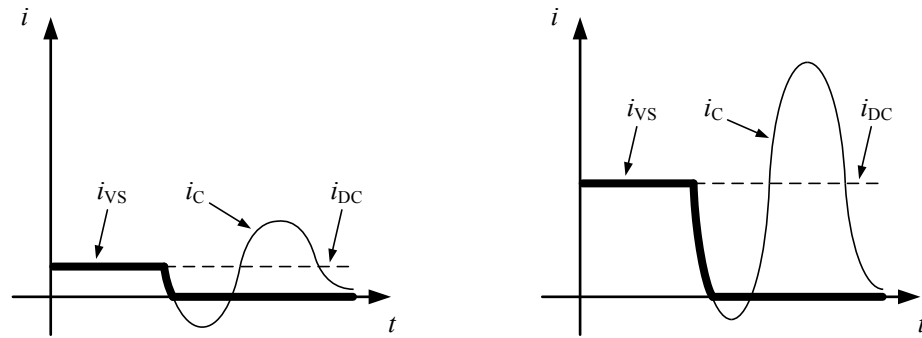


Abbildung 5.1: Schematische Darstellung der Stromverläufe bei „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impulsen für niedrige und hohe Gleichströme

Um verschiedene Stromsteilheiten zum Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs in der Vakuumschaltröhre zu erreichen, wurden die Parameter des parallelen Reihenschwingkreises variiert. In **Tabelle 5.1** sind die verschiedenen Werte aufgelistet.

Tabelle 5.1: Parameter des RLC-Schwingkreises im parallelen Kommutierungspfad für die Messungen mit negativ vorgeladenem Kondensator

Element	Werte	Einheit
C_C	5/7,5/16,5	μF
L_C	4,7/5,3/8,1/14/19,9/33,2/34,5/43,6	μH
$f_{0,LC}$	6,8/8,8/9,9/13/16/19/25/31/33	kHz
$u_C(0)$	−2,2 . . . − 44 kV (abhängig von \hat{i}_C)	kV

Durch die drei verschiedenen verwendeten Kapazitäten im parallelen Kommutierungspfad lag die Steilheit der wiederkehrenden Spannung, die sich nach dem negativen Spannungssprung bei einer erfolgreichen Stromunterbrechung im ersten Stromnulldurchgang (vgl. z.B. u_{VS} im Zeitbereich $t \approx 28 \dots 62 \mu\text{s}$ in Abbildung 4.23 unten) an der Vakuumschaltröhre einstellt, im Bereich von $\frac{du_{VS}}{dt} \approx 60 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \dots 4 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$. Mittels der vielfältigen Kombinationen für den Strom-Null-Impulskreis wurden Stromsteilheiten zum Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs in der Vakuumschaltröhre im Bereich von $\frac{di_{VS}}{dt} \approx 70 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}} \dots 5,5 \frac{\text{kA}}{\mu\text{s}}$ eingestellt. Da es bei Stromsteilheiten oberhalb von $\approx 3 \frac{\text{kA}}{\mu\text{s}}$ nur noch in vereinzelten Fällen bei niedrigen Prüfströmen $i_{DC} < 4 \text{ kA}$ zu erfolgreichen Stromunterbrechungen im ersten Stromnulldurchgang kam, ist in den nachfolgenden Abbildungen die Achsenskalierung zur besseren Darstellung entsprechend gewählt.

Messergebnisse

Zur Beurteilung der Stromunterbrechungs-fähigkeit der Vakuumschaltröhre bei einem eingepprägten hochfrequenten Stromnulldurchgang lässt sich die Stromsteilheit im Stromnulldurchgang $\frac{di_{VS}}{dt}$ zur Steilheit der wiederkehrenden Spannung $\frac{du_{VS}}{dt}$ und zum Ausschaltstrom i_{VS} in Beziehung setzen⁵³. Eine Gegenüberstellung der Stromsteilheit im Stromnulldurchgang zur Steilheit der wiederkehrenden Spannung, die nach dem negativen Spannungssprung bei einer erfolgreichen Stromunterbrechung (vgl. u_{VS} im Zeitbereich $t \approx 28 \dots 62 \mu s$ in Abbildung 4.23 unten) an der Vakuumschaltröhre anliegt, ist in **Abbildung 5.2** graphisch dargestellt.

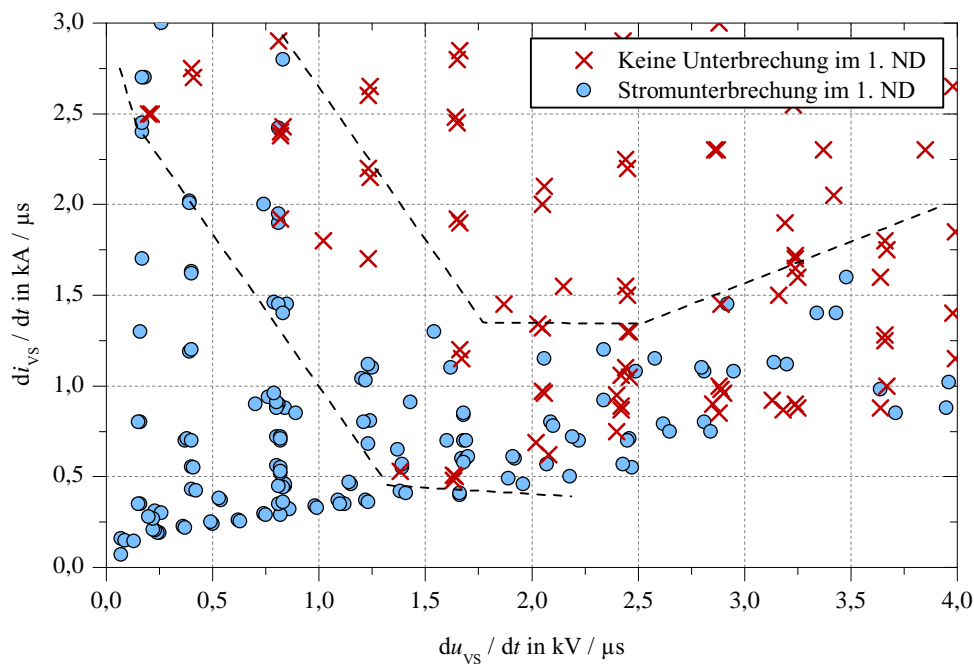


Abbildung 5.2: „Direkter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls – Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang über Spannungssteilheit nach der Stromunterbrechung und dem negativen Spannungssprung (Spannungssteilheit bei erfolgreicher Stromunterbrechung im ersten Nulldurchgang gemessen, Spannungssteilheit bei fehlgeschlagener Stromunterbrechung im ersten Nulldurchgang berechnet)

Erfolgreiche Ausschaltversuche, bei denen die Stromunterbrechung im ersten Stromnulldurchgang erfolgte, sind als blaue Kreise dargestellt. Ausschaltversuche, bei denen die Stromunterbrechung erst im zweiten oder einem späteren Nulldurchgang erfolgte bzw. keine Stromunterbrechung stattfand, sind als rote Kreuze abgebildet. Da bei einem fehlgeschlagenen Ausschaltversuch (rote Kreuze in Abbildung 5.2)

⁵³ Siehe z.B. [Gre 1994], [BLM 1998], [PPS 1999], [Oda 2007] oder [EBH 2014].

die Steilheit der wiederkehrenden Spannung aufgrund einer Stromunterbrechung im zweiten oder einem späteren Nulldurchgang (z.B. positiver Spannungssprungs bei Stromunterbrechung in einem geradzahligen Nulldurchgang) nicht repräsentativ ist, oder kein Wert bestimmt werden konnte (keine Stromunterbrechung während der Nulldurchgänge), sind die Spannungssteilheiten in diesen Fällen berechnete Werte⁵⁴ ($\frac{du_{VS}}{dt}$ -Werte bei „Keine Unterbrechung im 1. ND“).

In Abbildung 5.2 sind durch gestrichelte Linien grob drei Bereiche gegeneinander abgegrenzt. Dabei handelt es sich erstens um einen Bereich, in dem nur erfolgreiche Stromunterbrechungen zu sehen sind, zweitens um einen Bereich, in dem nur fehlgeschlagene Schaltversuche liegen, und drittens einen Übergangsbereich, in dem ungefähr gleich viele erfolgreiche wie fehlgeschlagene Schalthandlungen zu finden sind. Der prinzipielle Verlauf der Abgrenzungslinie des Bereichs der erfolgreichen Stromunterbrechung zeigt näherungsweise einen hyperbolischen Verlauf mit Bias ($\frac{du_{VS}}{dt} \propto (\frac{du_{VS}}{dt})^{-1} + x$). Damit sind für eine erfolgreiche Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre entweder eine hohe Stromsteilheit im Stromnulldurchgang bei einer niedrigen Steilheit der wiederkehrenden Spannung oder umgekehrte Verhältnisse zulässig.

Die Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang über der Spannungssteilheit des negativen Spannungssprungs (vgl. z.B. u_{VS} im Zeitbereich $t \approx 27 \dots 28 \mu s$ in Abbildung 4.23 unten) nach einer erfolgreichen Stromunterbrechung ist in der oberen Hälfte von **Abbildung 5.3** zu sehen. Die untere Hälfte von Abbildung 5.3 zeigt den Ausschaltstrom i_{DC} zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung über der Spannungssteilheit des negativen Spannungssprungs nach einer erfolgreichen Stromunterbrechung beim ersten Nulldurchgang. Eine Berechnung der Steilheit des Spannungssprungs für den Fall einer fehlgeschlagenen Stromunterbrechung ist hier, wie z.B. in der vorherigen Abbildung 5.2, nicht ohne weiteres möglich. In Abbildung 5.3 sind daher nur die Werte bei einer erfolgreichen Stromunterbrechung im ersten Nulldurchgang eingetragen.

Die Höhe der Steilheit des negativen Spannungssprungs wird maßgeblich durch die Höhe der Spannung am Kondensator C_C zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung sowie den Elementen des parallelen Kommutierungspfades beeinflusst. Wird ein kleiner Gleichstrom von einem Strom-Null-Impuls mit hoher Amplitude unterbrochen, so ist die Spannung am Kondensator zum Zeitpunkt der Stromunterbrechung noch relativ hoch, was einen hohen Spannungssprung und damit eine hohe Steilheit des negativen Spannungssprungs zur Folge hat. Ebenso bewirkt eine hohe Resonanzfrequenz des Kommutierungspfades eine kurze Anstiegszeit und dadurch auch eine hohe Steilheit des Spannungssprungs. Im Rahmen der experimentellen Untersuchungen ergaben sich je nach Konfiguration für die Amplitude des Spannungssprungs Werte im Bereich von ca. $-30 \dots -5 \text{ kV}$ und Anstiegszeiten von $0,35 \dots 1,4 \mu s$. Wie in Abbildung 5.3 zu erkennen, kam es während der Schaltvorgänge zu Spannungssprüngen mit einer Steilheit von bis zu $\frac{du_{VS}}{dt} \approx 33 \frac{\text{kV}}{\mu s}$. Dies

⁵⁴ Die Berechnung erfolgte mit Hilfe von Gleichung 2.5.

gilt sowohl für niedrige als auch für hohe Stromsteilheiten beim ersten Stromnulldurchgang bzw. auch bei den verschiedenen untersuchten Ausschaltströmen i_{VS} .

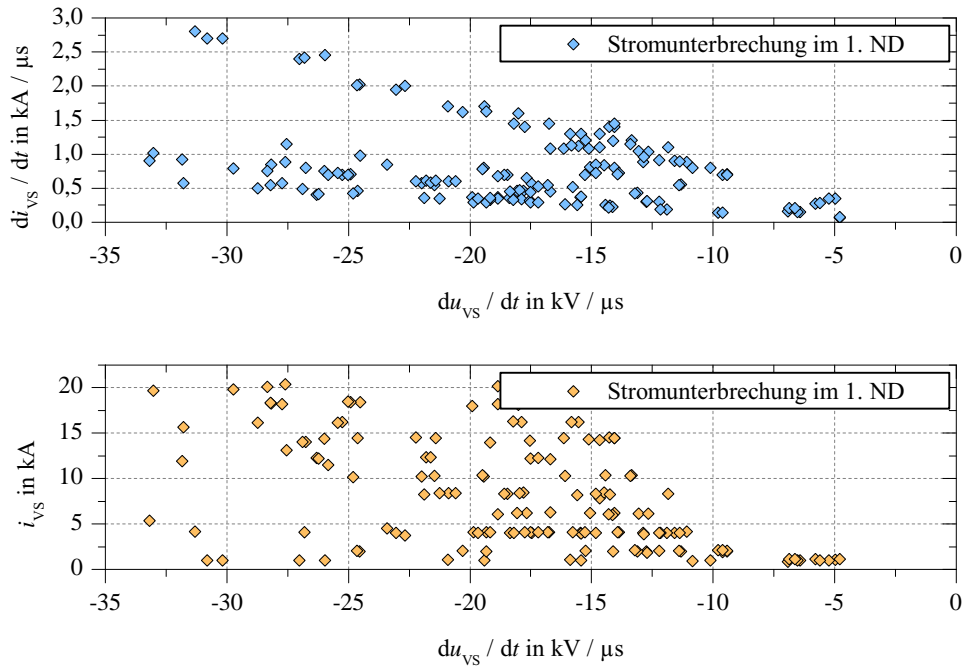


Abbildung 5.3: „Direkter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls – Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang über Spannungssteilheit des negativen Spannungssprungs nach der erfolgreichen Stromunterbrechung (oben), Ausschaltstrom i_{VS} (Strom in der Vakuumschaltröhre zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung) über Spannungssteilheit des negativen Spannungssprungs nach der erfolgreichen Stromunterbrechung beim ersten Nulldurchgang (unten)

Betrachtet man die Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang bezogen auf den Ausschaltstrom i_{DC} , der zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung in der Vakuumschaltröhre geflossen ist, so ergibt sich der in **Abbildung 5.4** dargestellte Graph. Die fehlgeschlagenen Schaltversuche sind als rote Kreuze und die erfolgreichen Ausschaltversuche als grüne Kreise eingetragen.

Auch in Abbildung 5.4 sind gestrichelte Linien zur groben Abgrenzung der drei Bereiche mit rein erfolgreichen Ausschaltvorgängen, rein fehlgeschlagenen Ausschaltvorgängen sowie einem Übergangsbereich eingezeichnet. Aus den Messwerten geht hervor, dass die zulässige Stromsteilheit beim Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre mit steigendem Ausschaltstrom erst abnimmt und nach einem Minimum im Bereich von $i_{DC} \approx 10 \dots 12 \text{ kA}$ wieder zunimmt. Auch hier entspricht der prinzipielle Verlauf der Abgrenzungslinie des Bereichs mit den erfolgreichen Schaltversuchen näherungsweise einem hyperbolischen Verlauf mit Bias ($di_{VS}/dt \propto i_{VS}^{-1} + x$).

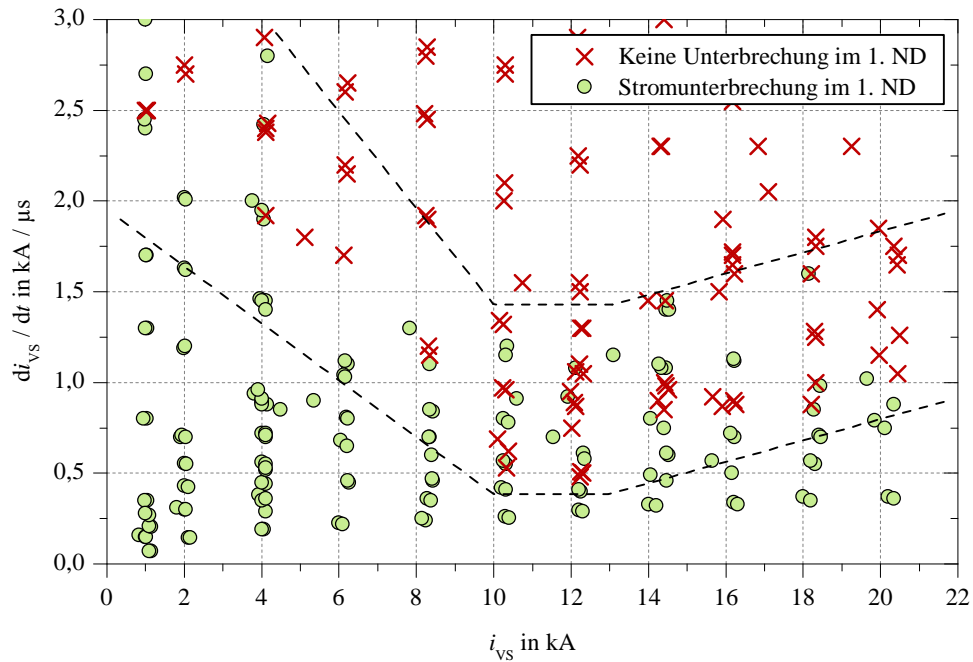


Abbildung 5.4: „Direkter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls – Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang über Ausschaltstrom i_{vs} (Strom in der Vakuumschaltröhre zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung)

Analyse und Interpretation der Ergebnisse

Im Bereich niedriger Ströme (wenige kA) befindet sich der Lichtbogen in einem weitestgehend diffusen Zustand und verteilt sich über die gesamte Kontaktoberfläche. Der Lichtbogen ist dabei von Kathodenflecken geprägt. Zur Stromunterbrechung ist die Zeitkonstante zum Erstarren der Regionen der Kathodenflecke nach deren „Absterben“ entscheidend. Da diese im Bereich von Mikrosekunden liegt, stellen Stromänderungen von $100 \frac{A}{\mu s}$ und mehr kein Problem dar. Aufgrund der Kathodenflecke kommt es auch nur zu sehr geringen lokalen Temperaturerhöhungen und Aufschmelzungen des Kontaktmaterials. Damit ist die Metaldampfdichte bei Strömen im Bereich von wenigen Kiloampere relativ gering. Hochfrequente Stromänderungen mit geringer Amplitude können daher von der Vakuumschaltröhre gut unterbrochen werden (vgl. mit dem Phänomen des multiplen Wiederzündens).

Mit steigendem Ausschaltstrom verändert sich die Ausprägungsform des Schaltlichtbogens. Bei Strömen im Bereich von ca. 5...10 kA beginnt sich der diffuse Lichtbogen durch sein Eigenmagnetfeld vor der Anode einzuschnüren. Diesem Effekt des Einschnürens wirkt das AMF-Kontaktsystem des verwendeten Vakuumschaltröhrentyps, welches ein entgegengesetztes Magnetfeld erzeugt, entgegen. Da das axiale Gegenmagnetfeld von der Stromhöhe abhängig ist, wird es erst mit steigendem Strom

wirksam. Im Übergangsbereich vom diffusen zum kontrahierten Lichtbogen kann es daher, aufgrund des noch nicht ausreichend hohen Einflusses des AMF-Magnetfeldes, zu Teilkontraktionen des Lichtbogens kommen. In der Vakuumschaltröhre können somit ein diffuser und ein kontrahierter Lichtbogen zeitgleich vorhanden sein. Durch die Teilkontraktion kommt es zu einer Temperaturerhöhung an den Fußpunkten. Auf der Kontaktfläche wird vermehrt Kontaktmaterial aufgeschmolzen, sodass folglich auch die Metaldampfdichte in der Vakuumschaltröhre ansteigt. Einer von außen eingepägten schnellen Stromänderung kann der Lichtbogen nicht mehr so gut folgen, sodass bei einem Stromnulldurchgang eines hochfrequenten Stroms noch zu viele Restladungsträger für eine erfolgreiche Stromunterbrechung in der Schaltstrecke vorhanden sind. Der Strom fließt nach dem Stromnulldurchgang ungehindert weiter. Die Fähigkeit der Vakuumschaltröhre, hochfrequente Ströme zu unterbrechen, nimmt damit ab.

Bei einem weiter ansteigenden Ausschaltstrom ($i_{VS} > 10 \text{ kA}$) steigt der Einfluss des AMF-Kontaktsystems an. Das entstehende axiale Magnetfeld wirkt nun dem Eigenfeld des Lichtbogens entgegen und zwingt den Lichtbogen, in seinem diffusen Zustand zu verbleiben. Das AMF-Kontaktsystem wirkt damit gegen die Teilkontraktion des Lichtbogens, sodass der Metaldampfdruck in der Vakuumschaltröhre zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung wieder verringert wird. Der Anstieg der zulässigen Stromsteilheit beim Stromnulldurchgang mit steigendem Ausschaltstrom in Abbildung 5.4 lässt sich also auf den zunehmenden Einfluss des AMF-Kontaktsystems bei höheren Ausschaltströmen zurückführen.

Die fehlgeschlagenen Ausschaltversuche bei Strömen von $i_{DC} \approx 10 \dots 12 \text{ kA}$ bei Stromsteilheiten von $\frac{di_{VS}}{dt} \approx 500 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$ in Abbildung 5.4 (Bereich des „Minimums“ der unteren gestrichelten Abgrenzungslinie) entsprechen den gleichen Schaltversuchen, die auch in Abbildung 5.2 im Bereich der niedrigsten Schaltversager bei $\frac{du_{VS}}{dt} \approx 1,4 \dots 1,6 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$ liegen. Bei erfolgreichen Stromunterbrechungen in diesem Bereich lag bei vergleichbaren Strom-Null-Impulsen die Steilheit des negativen Spannungssprungs bei Werten von $15 \dots 20 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$. Da die Vakuumschaltröhre auch einer wiederkehrenden Spannung mit einer deutlich höheren Steilheit standhalten kann (vgl. z.B. Abbildung 5.3), deutet dies darauf hin, dass die Stromhöhe des Ausschaltstroms i_{VS} hier den kritischeren Parameter für eine erfolgreiche Stromunterbrechung darstellt.

Erweiterte Betrachtung der Messergebnisse

In den zuvor betrachteten Abbildungen 5.2, 5.3 und 5.4 wurde lediglich das Verhalten beim ersten Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre berücksichtigt. Bei einem mechanischen Gleichstromschalter mit aktivem Schwingkreis liegt allerdings auch der Ansatz nahe, für eine Gleichstromabschaltung auf eine Stromunterbrechung im zweiten oder einem späteren Stromnulldurchgang zu setzen.

Wertet man die in Abbildung 5.4 eingetragenen fehlgeschlagenen Unterbrechungen hinsichtlich einer Stromunterbrechung im zweiten, dritten und vierten Stromnulldurchgang aus, so ergeben sich die beiden **Abbildungen 5.5** und **5.6**. In den Abbildungen sind fehlgeschlagene Ausschaltversuche im zweiten, dritten oder vierten Nulldurchgang durch rote Kreuze oder Pluszeichen dargestellt. Erfolgreiche Stromunterbrechungen sind als grüne Kreise oder Dreiecke abgebildet. Zum besseren Vergleich mit den Ergebnissen bezüglich des Verhaltens beim ersten Stromnulldurchgang sind erneut die gestrichelten Abgrenzungslinien aus Abbildung 5.4 eingetragen.

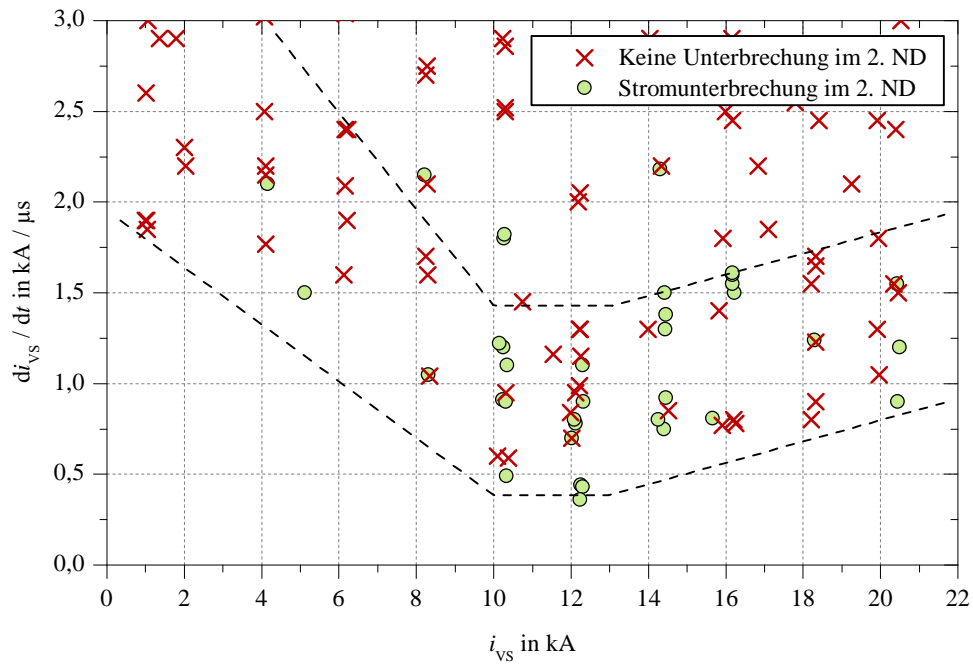


Abbildung 5.5: „Direkter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls – Stromsteilheit beim zweiten Stromnulldurchgang über Ausschaltstrom i_{vs} (Strom in der Vakuumschaltröhre zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung); gestrichelte Abgrenzungslinien aus Abbildung 5.4 übertragen

Betrachtet man das Verhalten beim zweiten Stromnulldurchgang in Abbildung 5.5, so sind für den unteren Bereich der erfolgreichen Stromunterbrechung kaum Messwerte vorhanden, sodass sich keine klare Aussage treffen lässt. Dies ist der Tatsache geschuldet, dass sich die Steilheit des Stroms vom ersten zum zweiten Stromnulldurchgang nur geringfügig verringert hat. Bei niedrigen Stromsteilheiten ist daher die Unterbrechung schon im ersten Nulldurchgang erfolgt. Bezogen auf den gesamten Prozess einer Gleichstromunterbrechung fällt dieser minimale Zeitunterschied (gesamter Schaltvorgang im ms -Bereich gegenüber Strom-Null-Impuls im μs -Bereich) vom ersten zum zweiten Stromnulldurchgang allerdings auch nicht nennenswert ins Gewicht.

Eine Verschlechterung der Leistungsfähigkeit bezüglich der Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre zeigt sich beim dritten oder vierten Stromnulldurchgang. Vergleicht man die Stromsteilheiten beim Nulldurchgang in der Vakuumschaltröhre von Abbildung 5.4 und Abbildung 5.6, so erfolgten beim dritten und vierten Nulldurchgang auch einige fehlgeschlagene Schaltversuche im unteren Bereich bei geringeren Stromsteilheiten⁵⁵.

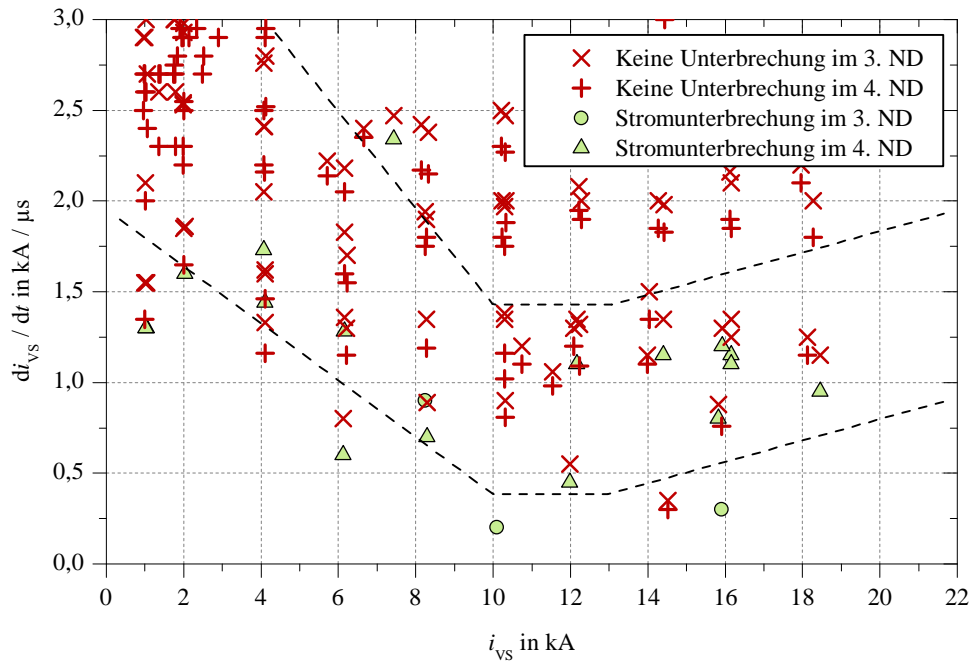


Abbildung 5.6: „Direkter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls – Stromsteilheit beim dritten und vierten Stromnulldurchgang über Ausschaltstrom i_{vs} (Strom in der Vakuumschaltröhre zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung); gestrichelte Abgrenzungslinien aus Abbildung 5.4 übertragen

Es sei hier noch darauf hingewiesen, dass es im Bereich hoher Ausschaltströme aufgrund der Dämpfung des Strom-Null-Impulses durch den passiven Widerstand R_C (Verluste des parallelen RLC-Schwingkreises, siehe z.B. Abbildung 4.1) meist kaum zu einem dritten, vierten oder späteren Stromnulldurchgang gekommen ist. Dies spiegelt sich in Abbildung 5.6 durch eine geringe Anzahl an Messwerten bei hohen Ausschaltströmen wider.

⁵⁵ Im Anhang A.7 befindet sich eine erweiterte Darstellung (Abbildung A.11), in der neben dem dritten und vierten auch noch der fünfte und sechste Stromnulldurchgang berücksichtigt ist, und die dieses Verhalten bestätigt.

Analyse und Interpretation zur erweiterten Betrachtung der Messergebnisse

Nach dem ersten Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre nimmt der Strom-Null-Impuls i_C beim Überschreiten seines Maximalwerts wieder ab. Damit ändert sich auch die Polarität der Spannung des Kondensators C_C . Es folgt der zweite Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre, und schließlich ändert der Strom-Null-Impuls seine Stromrichtung. Der Strom i_C hat nun die gleiche Stromrichtung wie der Strom i_{DC} , sodass sich der Strom i_{VS} in der Vakuumschaltröhre erhöht. Vor dem dritten oder vierten Stromnulldurchgang (gilt auch für weitere nachfolgende Nulldurchgänge) nimmt somit der Strom in der Vakuumschaltröhre i_{VS} kurzzeitig Werte über dem doppelten Ausschaltstrom an.

Das Lichtbogenplasma wird dabei einer sehr schnellen hohen Stromänderung ausgesetzt, sodass beim Stromanstieg den Kathodenflecken nicht ausreichend Zeit zur Bewegung und „Vermehrung“ bleibt. Folglich kommt es zu einer Überlastung der vorhandenen Kathodenflecken. Die daraus resultierende Temperaturüberhöhung bewirkt starke lokale Aufschmelzungen, zusätzliche Ladungsträger in der Schaltstrecke und eine erhöhte Metaldampfdichte. Eine schnelle Stromunterbrechung wird damit erschwert. Die Unterbrechungsfähigkeit der Vakuumschaltröhre nimmt ab.

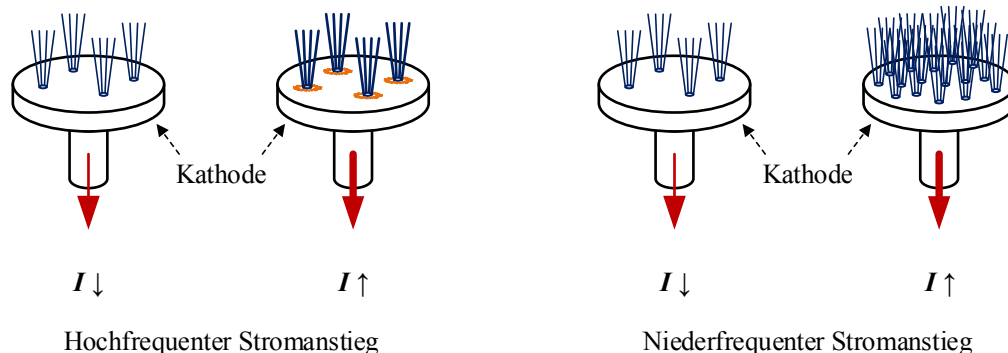


Abbildung 5.7: Schematische Darstellung der Überlastung der Kathodenflecken bei einer hochfrequenten und einer niederfrequenten Stromänderung (links: wenige sehr stromstarke Kathodenflecken mit lokaler Temperaturerhöhung; rechts: viele Kathodenflecken mit geringer Temperaturerhöhung)

In **Abbildung 5.7** ist das Prinzip der Überlastung der Kathodenflecken bei einer hoch- und einer niederfrequenten Stromänderung schematisch dargestellt. Das prinzipielle Verhalten entspricht dem eines Gleichstromschaltvorgangs mittels eines „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impulses, welcher im nachfolgenden Kapitel 5.1.2 vorgestellt wird.

5.1.2 Sinusförmiger Strom-Null-Impuls mit positiv vorgeladenem Kondensator

In der nun folgenden Messreihe wird das Strom-Null-Impulsverhalten bei einem positiv (bezogen auf die Strom- bzw. Spannungsrichtung des Gleichstromschalters; siehe Kapitel 4.2.2) vorgeladenen Kondensator betrachtet. Der dadurch entstehende „indirekte“ sinusförmige Strom-Null-Impuls bewirkt, dass der Gleichstrom i_{DC} in der Vakuumschaltröhre im Hauptstrompfad des Gleichstromschalters in der ersten Schwingungshalbwelle kurzzeitig auf mehr als den doppelten Wert erhöht wird. Erst in der zweiten Schwingungshalbwelle des Strom-Null-Impulses kann ein künstlicher Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre erreicht werden.

Experimentelle Untersuchungen

Wie im vorangegangenen Kapitel 5.1.1 wurden auch bei dieser Messreihe Ströme im Bereich von $i_{DC} = 1 \dots 20 \text{ kA}$ geschaltet. Um auch bei diesen experimentellen Untersuchungen einen Stromnulldurchgang während eines Schaltversuchs zu garantieren, wurde hier immer die zweite Schwingungshalbwelle des Strom-Null-Impulses entsprechend eingestellt:

- $i_{DC} < 2 \text{ kA}$: Scheitelwert der zweiten Schwingungshalbwelle des Strom-Null-Impulses mindestens⁵² mit der doppelten Amplitude.
- $i_{DC} \geq 2 \text{ kA}$: Scheitelwert der zweiten Schwingungshalbwelle des Strom-Null-Impulses mindestens⁵² 2 kA größer als i_{DC} .

In **Abbildung 5.8** sind zur Veranschaulichung die schematischen Verläufe der Ströme i_{VS} , i_C und i_{DC} zum Zeitpunkt der Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre bei einem niedrigen und bei einem hohen Gleichstrom dargestellt.

Die im parallelen RLC-Reihenschwingkreis verwendeten Parameter sind in **Tabelle 5.2** aufgelistet.

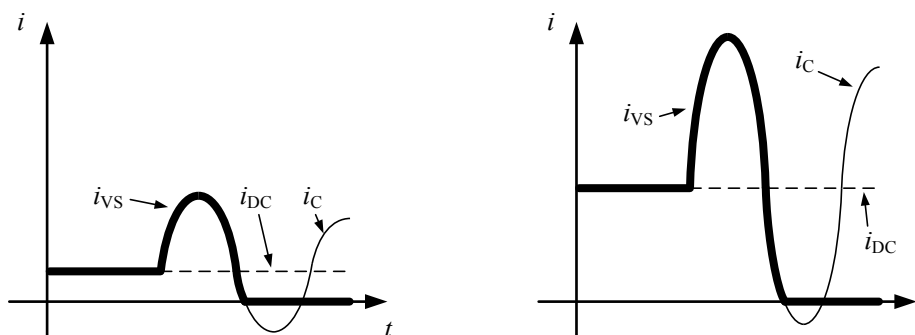


Abbildung 5.8: Schematische Darstellung der Stromverläufe bei „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impulsen für niedrige und hohe Gleichströme

Tabelle 5.2: Parameter des RLC-Schwingkreises im parallelen Kommutierungspfad für die Messungen mit positiv vorgeladenem Kondensator

Element	Werte	Einheit
C_C	5/7,5/14/16,5	μF
L_C	4,4/4,7/5,1/5,3/7,2/8,1/14/19,9/ 33,2/34,5/36,4/43,6/58,7/83	μH
$f_{0,\text{LC}}$	4,3/5,6/6,8/8,2/8,8/9,9/11,8/13/ 16/19/25/25,7/27,6/31/33	kHz
$u_C(0)$	2,6 ... 46,4 kV (abhängig von \hat{i}_C)	kV

Mit Hilfe der verschiedenen Werte für L_C , C_C und u_{C_C} im parallelen RLC-Schwingkreis wurden Stromsteilheiten von $\frac{di_{\text{VS}}}{dt} \approx 70 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}} \dots 2,8 \frac{\text{kA}}{\mu\text{s}}$ während des Stromnulldurchgangs in der Vakuumschaltröhre erreicht. Die Steilheit der wiederkehrenden Spannung nach einer erfolgreichen Stromunterbrechung im ersten Stromnulldurchgang und dem negativen Spannungssprung lag im Bereich von $\frac{du_{\text{VS}}}{dt} \approx 60 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \dots 4,3 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$.

Messergebnisse

Abbildung 5.9 zeigt die Auswertung der Messergebnisse bezüglich der Stromsteilheit in der Vakuumschaltröhre beim Stromnulldurchgang über der Steilheit der wiederkehrenden Spannung nach dem negativen Spannungssprung an der Vakuumschaltröhre⁵⁶. Erfolgreiche Stromunterbrechungen sind mit blauen Kreisen und fehlgeschlagene Schaltversuche mit roten Kreuzen eingetragen. Wie schon bei den Ergebnissen im vorherigen Kapitel 5.1.1 in **Abbildung 5.2** sind die Steilheiten der wiederkehrenden Spannung für die fehlgeschlagenen Schaltversuche ($\frac{du_{\text{VS}}}{dt}$ -Werte bei „Keine Unterbrechung im 1. ND“) berechnete Werte (z.B. kein Messwert da keine Stromunterbrechung, Messwert zu hoch wegen Spannungssprung bei geradzahligem Nulldurchgang).

Zum besseren Vergleich mit den Ergebnissen des vorherigen Kapitels 5.1.1 sind die Abgrenzungslinien der einzelnen Bereiche aus **Abbildung 5.2** eingetragen. Durch den direkten Vergleich wird deutlich, dass die Unterbrechungsfähigkeit der Vakuumschaltröhre bei dieser „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impulsform schlechter ist.

Diese Aussage wird auch durch die Auswertung der Stromsteilheit bezogen auf die Stromhöhe des Ausschaltstroms bestätigt. In **Abbildung 5.10** ist die Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang über dem Ausschaltstrom i_{DC} zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung abgebildet. Die erfolgreichen Ausschaltversuche sind

⁵⁶ Eine zu **Abbildung 5.3** vergleichbare Darstellung der Steilheit des Spannungssprungs nach einer erfolgreichen Stromunterbrechung beim ersten Nulldurchgang ist der Vollständigkeit halber im Anhang A.7 in **Abbildung A.12** dargestellt.

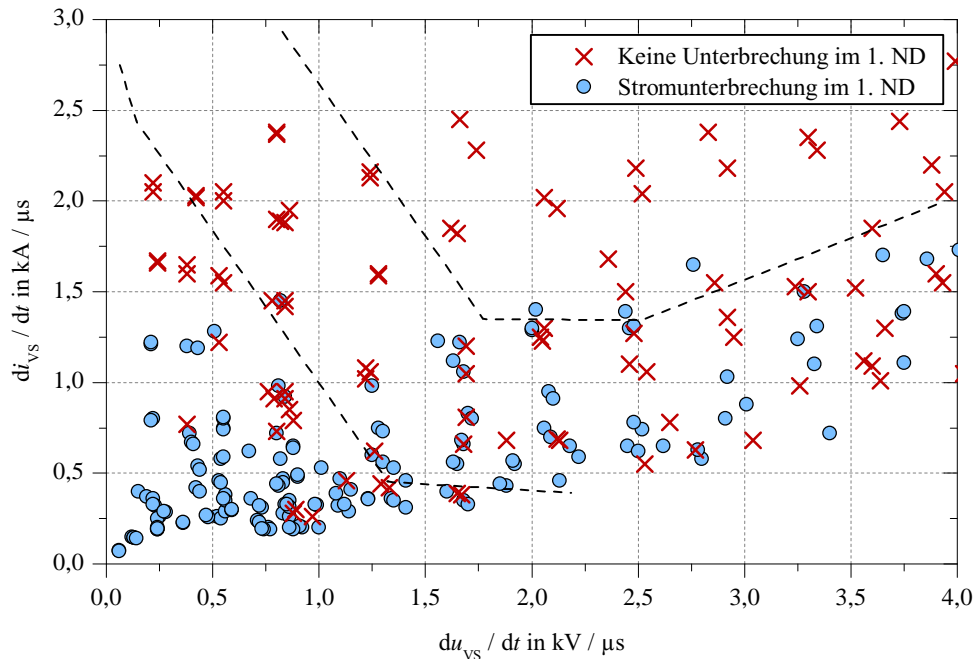


Abbildung 5.9: „Indirekter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls – Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang über Spannungssteilheit nach der Stromunterbrechung und dem negativen Spannungssprung (Spannungssteilheit bei erfolgreicher Stromunterbrechung im ersten Nulldurchgang gemessen, Spannungssteilheit bei fehlgeschlagener Stromunterbrechung im ersten Nulldurchgang berechnet); gestrichelte Abgrenzungslinien aus Abbildung 5.2 übertragen

als grüne Kreise und alle fehlgeschlagenen Schaltversuche als rote Kreuze eingezeichnet. Zum Vergleich sind ebenfalls die gestrichelten Abgrenzungslinien der Bereiche (nur erfolgreicher Ausschaltvorgang, nur fehlgeschlagene Schaltvorgänge und Übergangsbereich) aus Abbildung 5.4 eingezeichnet.

Analyse und Interpretation der Ergebnisse

Die positive hochfrequente Stromüberlagerung und damit kurzzeitige plötzliche Überlastung der Kathodenflecke des Vakuumlichtbogens resultiert in einer nachweislich schlechteren Unterbrechungsfähigkeit der Vakuumschaltröhre. Das Verhalten im ersten Stromnulldurchgang ist damit ähnlich dem Verhalten beim dritten, vierten oder einem späteren Stromnulldurchgang (vgl. z.B. Abbildung 5.6 oder A.11). Die hochfrequente Stromerhöhung in der Vakuumschaltröhre gleicht damit schon bei niedrigen Ausschaltströmen einer Belastung bei hohen zu unterbrechenden Gleichströmen.

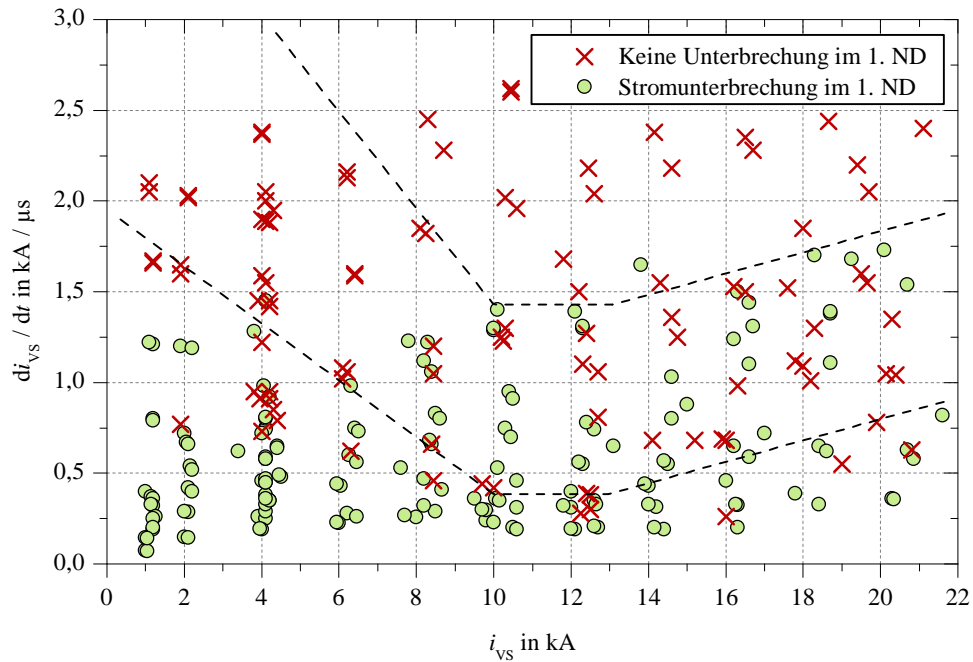


Abbildung 5.10: „Indirekter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls – Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang über Ausschaltstrom i_{VS} (Strom in der Vakuumschaltröhre zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung); gestrichelte Abgrenzungslinien aus Abbildung 5.4 übertragen

Die Auswertungen der Ergebnisse im zweiten, dritten und vierten Stromnulldurchgang bei einem Aufbau mit „indirektem“ sinusförmigem Strom-Null-Impuls sind der Vollständigkeit halber im Anhang A.7 in den Abbildungen A.13 und A.14 dargestellt. Das grundsätzliche Verhalten der späteren Nulldurchgänge ist äquivalent zu einem Gleichstromschalter mit „direktem“ sinusförmigem Strom-Null-Impuls, wie im vorherigen Kapitel 5.1.1 beschrieben.

5.1.3 Einfluss der Richtung des Gleichstroms

In den beiden Kapiteln 5.1.1 und 5.1.2 wurde bei den Messungen die Stromrichtung des Ausschaltstroms unverändert belassen. Der feststehende Kontakt der Vakuumschaltröhre war damit die Anode und der bewegliche Kontakt die Kathode. Um in einem Gleichstromsystem die Vakuumschaltröhre unabhängig von der Richtung des Gleichstroms verwenden zu können, ist ein Nachweis bei geänderter Stromrichtung durch die Vakuumschaltröhre von Interesse. Zwar ist aufgrund des rotationsymmetrischen Aufbaus (vgl. Abbildung 2.27 in Kapitel 2.8.1) einer kommerziellen Vakuumschaltröhre kein signifikanter Einfluss zu erwarten, jedoch soll durch die

nachfolgend vorgestellten experimentellen Untersuchungen ein Einfluss durch den unsymmetrischen Aufbau in Querrichtung (Achse zwischen dem feststehenden und dem bewegten Kontakt mit dem Faltenbalg), der unsymmetrische innere Kapazitäten sowie unsymmetrische äußere Streukapazitäten zur Erd- und Hochspannungselektrode bewirkt (das Potential des Dampfschirms in Abbildung 2.27 liegt nicht exakt bei 50 %), ausgeschlossen werden.

Im Folgenden werden die Ergebnisse der Messreihe mit umgekehrter Stromrichtung in der Vakuumschaltröhre (feststehender Kontakt = Kathode, beweglicher Kontakt = Anode) vorgestellt. Für die experimentellen Untersuchungen wurde dazu die Stromrichtung in der Vakuumschaltröhre durch ein Vertauschen der Stromschienen⁵⁷ realisiert, d.h. die Position der Vakuumschaltröhre und auch die Polarität der Gleichstromquelle bzw. des RLC-Reihenschwingprüfkreises wurden nicht verändert. Zum direkten Vergleich mit den Ergebnissen aus Kapitel 5.1.1 wurde ein sinusförmiger Strom-Null-Impuls mit negativ aufgeladenem Kondensator (bezogen auf die Spannung der Vakuumschaltröhre bzw. des Gleichstromschalters) verwendet. Analog zum Vertauschen der Stromschienen⁵⁷ an der Vakuumschaltröhre wurden daher auch die Anschlüsse des parallelen Kommutierungspfades vertauscht angeschlossen.

Experimentelle Untersuchungen

Auch bei dieser Messreihe wurden Ströme im Bereich von $i_{DC} = 1 \dots 20 \text{ kA}$ betrachtet und der Scheitelwert des Strom-Null-Impulses immer entsprechend höher als der Ausschaltstrom i_{DC} eingestellt:

- $i_{DC} < 2 \text{ kA}$: Scheitelwert des Strom-Null-Impulses mit mindestens⁵² der doppelten Amplitude.
- $i_{DC} \geq 2 \text{ kA}$: Scheitelwert des Strom-Null-Impulses mindestens⁵² 2 kA größer als i_{DC} .

Schematische Darstellungen der Ströme i_{VS} , i_C und i_{DC} zum Zeitpunkt der Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre bei einem niedrigen und bei einem hohen Gleichstrom sind in **Abbildung 5.11** zu sehen.

Die verwendeten Werte im parallelen RLC-Reihenschwingkreis sind in **Tabelle 5.3** aufgelistet.

Durch die verschiedenen Parameter des RLC-Reihenschwingkreises wurden bei den experimentellen Untersuchungen für die Stromsteilheit beim Nulldurchgang Werte im Bereich von $\frac{di_{VS}}{dt} \approx 70 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}} \dots 2,9 \frac{\text{kA}}{\mu\text{s}}$ erreicht. Die Steilheit der wiederkehrenden

⁵⁷ Um einen Einfluss der Stromzuführungen auf die Messergebnisse zu verhindern, wurde bei allen experimentellen Untersuchungen für die Stromschienen ein ausreichend großer Abstand ($> 2 \text{ m}$) zur Vakuumschaltröhre (Kontaktabstand bei Endhub von 11 mm) gewählt. Auch das Vertauschen der Stromschienen wurde in dieser Entfernung umgesetzt.

Spannung variierte nach einer erfolgreichen Stromunterbrechung beim ersten Stromnulldurchgang und dem negativen Spannungssprung von $\frac{du_{VS}}{dt} \approx 60 \frac{V}{\mu s} \dots 4,2 \frac{kV}{\mu s}$.

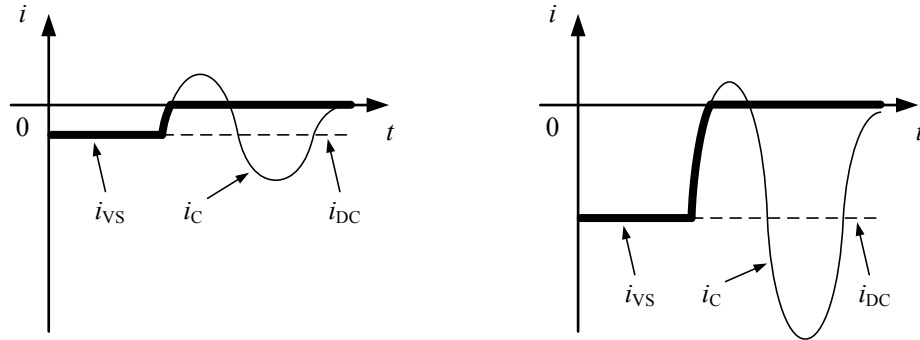


Abbildung 5.11: Schematische Darstellung der Stromverläufe bei „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impulsen für niedrige und hohe Gleichströme bei entgegengesetzter Stromrichtung in der Vakuumschaltröhre

Tabelle 5.3: Parameter des RLC-Schwingkreises im parallelen Kommutierungspfad für die Messungen mit negativ vorgeladenem Kondensator bei entgegengesetzter Stromrichtung in der Vakuumschaltröhre

Element	Werte	Einheit
C_C	5/7,5/16,5	μF
L_C	4,7/7,8/12,7/19,9/33,2	μH
$f_{0,LC}$	6,8/13/20/25,5/33	kHz
$u_C(0)$	$-2,3 \dots -36 \text{ kV}$ (abhängig von \hat{i}_C)	kV

Messergebnisse

Abbildung 5.12 zeigt die Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang aufgetragen über der Steilheit der wiederkehrenden Spannung nach dem negativen Spannungssprung⁵⁸. Erfolgreiche Ausschaltvorgänge sind als blaue Kreise und fehlgeschlagene Schaltversuche als rote Kreuze eingetragen. Die $\frac{du_{VS}}{dt}$ -Werte der fehlgeschlagenen Ausschaltversuche sind erneut berechnete Angaben (vgl. Abbildung 5.2 und 5.9). Zum Vergleich sind die gestrichelten Abgrenzungslinien der einzelnen Bereiche erfolgreicher und fehlgeschlagener Schaltversuche aus Abbildung 5.2 eingetragen. Die Steilheit im Stromnulldurchgang bezogen auf den Ausschaltstrom i_{DC} in der Vakuumschaltröhre ist in **Abbildung 5.13** zu sehen. Als grüne Kreise sind erfolgreiche

⁵⁸ Erneut ist der Vollständigkeit halber eine zu Abbildung 5.3 äquivalente Darstellung der Steilheit des Spannungssprungs nach einer erfolgreichen Stromunterbrechung beim ersten Nulldurchgang im Anhang A.7 in Abbildung A.15 zu sehen.

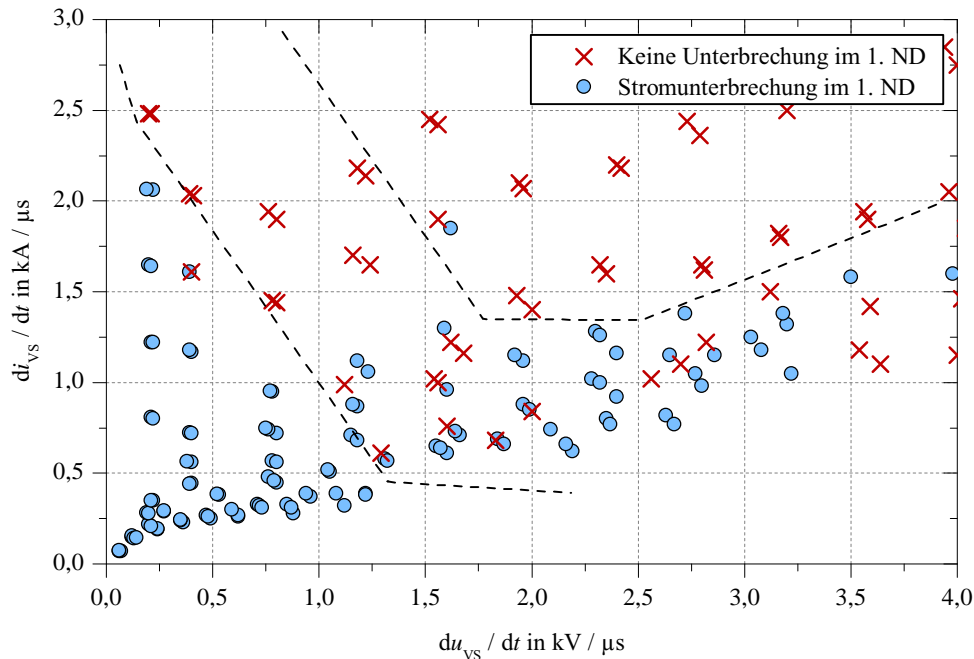


Abbildung 5.12: „Direkter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls bei entgegengesetzter Stromrichtung in der Vakuumschaltröhre – Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang über Spannungssteilheit nach der Stromunterbrechung und dem negativen Spannungssprung (Spannungssteilheit bei erfolgreicher Stromunterbrechung im ersten Nulldurchgang gemessen, Spannungssteilheit bei fehlgeschlagener Stromunterbrechung im ersten Nulldurchgang berechnet); gestrichelte Abgrenzungslinien aus Abbildung 5.2 übertragen

Ausschaltvorgänge markiert, und als rote Kreuze sind alle Schaltvorgänge, bei denen keine Stromunterbrechung im ersten Stromnulldurchgang erfolgte, gekennzeichnet. Die gestrichelten Linien entsprechen den Begrenzungslinien der einzelnen Bereiche aus Abbildung 5.4.

Analyse und Interpretation der Ergebnisse

Vergleicht man die Ergebnisse aus Kapitel 5.1.1 mit den hier dargestellten Ergebnissen, so liegen in den Abbildungen 5.12 und 5.13 ein bis zwei vereinzelte Messpunkte fehlgeschlagener Schaltversuche etwas unter den Begrenzungslinien und damit im Bereich erfolgreicher Stromunterbrechungen für einen „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls bei unveränderter Stromrichtung in der Vakuumschaltröhre (feststehender Kontakt = Anode, beweglicher Kontakt = Kathode). Da diese Abweichungen nur minimal und damit in einem tolerierbaren Bereich sind, kann wie erwartet

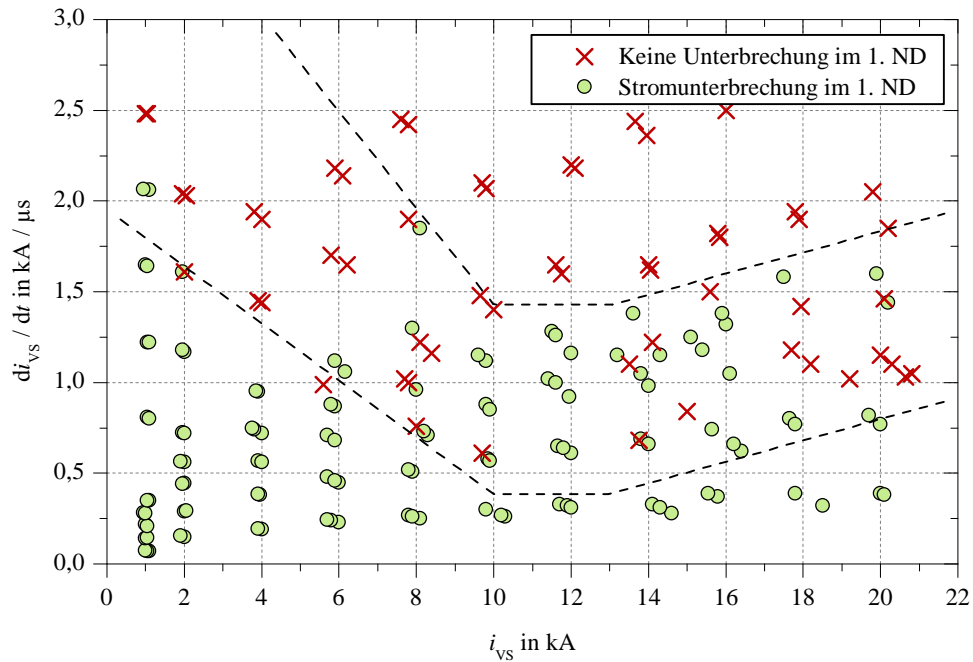


Abbildung 5.13: „Direkter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls bei entgegengesetzter Stromrichtung in der Vakuumschaltröhre – Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang über Ausschaltstrom i_{VS} (Strom in der Vakuumschaltröhre zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung); gestrichelte Abgrenzungslinien aus Abbildung 5.4 übertragen

davon ausgegangen werden, dass die Stromrichtung in der Vakuumschaltröhre und damit der Einfluss durch die Asymmetrie in Querrichtung (Vergleich feststehender zu bewegtem Kontakt mit Faltenbalg) das Strom-Null-Impulsverhalten nicht nennenswert beeinflusst. Bei einem geeignet gewählten Strom-Null-Impuls ist somit ein bidirektionaler Betrieb eines Gleichstromschalters mit Vakuumschaltröhren problemlos möglich.

Der Vollständigkeit halber sind im Anhang A.7 die Auswertungen des Strom-Null-Impulsverhaltens beim zweiten, dritten und vierten Stromnulldurchgang (Abbildung A.16 und A.17) angegeben.

5.1.4 Vergleich verschiedener Strom-Null-Impulse mit konstanter Amplitude

In den Kapiteln 5.1.1, 5.1.2 und 5.1.3 wurde die Amplitude der Strom-Null-Impulse \hat{i}_C meist an den Ausschaltstrom i_{DC} angepasst. Dabei wurde bei den Schaltversuchen

entweder mindestens der doppelte Wert für Ströme von $i_{\text{DC}} < 2 \text{ kA}$ oder bei Strömen von $i_{\text{DC}} \geq 2 \text{ kA}$ ein Spitzenwert, der mindestens 2 kA größer ist als i_{DC} , gewählt. Ein mechanischer Gleichstromschalter mit aktivem Schwingkreis, der in einem Gleichstromnetz eingesetzt wird, sollte sowohl Lastströme (z.B. $i_{\text{DC}} = 2 \text{ kA}$) als auch ansteigende Fehlerströme (z.B. $i_{\text{DC}} = 10 \text{ kA}$ zum Zeitpunkt der Stromunterbrechung) sicher unterbrechen können. Für einen möglichst einfachen Aufbau eines solchen Gleichstromschalters ist es daher vorteilhaft, wenn die Stromunterbrechung durch nur einen einzigen Strom-Null-Impuls, der für niedrige und hohe Ströme gleichermaßen geeignet ist, erfolgen kann. In den folgenden Abschnitten (Teil I. und II.) wird daher das Strom-Null-Impulsverhalten hinsichtlich dieser Anforderungen betrachtet.

Experimentelle Untersuchung von zwei Strom-Null-Impulsen mit verschiedenen Amplituden und konstanter Stromsteilheit im Stromnulldurchgang – Teil I.

In der betrachteten Messreihe wurden Ausschaltversuche bei einem Prüfstrom von $i_{\text{DC}} = 8 \text{ kA}$ durchgeführt. Dabei wurden auf Basis der Erkenntnisse aus Kapitel 5.1.1 zwei unterschiedlich hohe „direkte“ sinusförmige Strom-Null-Impulse verwendet. Die Parameter der beiden Strom-Null-Impulse sowie die im parallelen RLC-Reihenschwingkreis verwendeten Werte sind in **Tabelle 5.4** aufgelistet.

Tabelle 5.4: Parameter des RLC-Schwingkreises im parallelen Kommutierungspfad für die Messungen mit negativ vorgeladenem Kondensator bei einem konstanten Ausschaltstrom von $i_{\text{DC}} = 8 \text{ kA}$

Element	Strom-Null-Impuls I	Strom-Null-Impuls II
\hat{i}_{C}	10 kA	23,9 kA
C_{C}	5 μF	16,5 μF
L_{C}	7,8 μH	33,2 μH
$f_{0,\text{LC}}$	25,5 kHz	6,8 kHz

Die Amplitude des 10-kA-Impulses ist so gewählt, dass sie 2 kA über dem Ausschaltstrom von $i_{\text{DC}} = 8 \text{ kA}$ liegt. Die Amplitude des 23,9-kA-Impulses ist fast um den Faktor drei größer als der Ausschaltstrom. Ein 23,9-kA-Impuls führt somit zu einem deutlichen „Überschießen“ von i_{VS} in der Vakuumchaltröhre. In **Abbildung 5.14** sind zur Verdeutlichung die Stromverläufe von i_{DC} , i_{VS} , $i_{\text{C,I}}$ und $i_{\text{C,II}}$ noch einmal dargestellt.

Die Strom-Null-Impulse wurden gerade so gewählt, dass bei einem Ausschaltstrom von $i_{\text{DC}} = 8 \text{ kA}$ die Stromsteilheit im ersten Stromnulldurchgang bei beiden Varianten mit $\frac{di_{\text{VS,I}}}{dt} \approx 0,961 \frac{\text{kA}}{\mu\text{s}}$ und $\frac{di_{\text{VS,II}}}{dt} \approx 0,962 \frac{\text{kA}}{\mu\text{s}}$ nahezu identisch ist. Durch die unterschiedlich hohen Stromamplituden der beiden Strom-Null-Impulse ist allerdings

die Zeit vom Beginn der Stromeinprägung bis hin zum ersten Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre mit $t_{\text{SND,II}} \approx 8 \mu\text{s}$ für den 23,9-kA-Impuls ca. 38 % länger als für den 10-kA-Impuls mit $t_{\text{SND,I}} \approx 5,8 \mu\text{s}$. Ein weiterer großer Unterschied ergibt sich bei der wiederkehrenden Spannung u_{VS} . Nach erfolgreicher Stromunterbrechung im ersten Stromnulldurchgang ist der Maximalwert des Strom-Null-Impulses noch nicht erreicht, sodass der Kondensator C_{C} im Kommutierungspfad noch nicht entladen ist und es daher an der Vakuumschaltröhre zu einem negativen Spannungssprung von u_{VS} kommt. Aufgrund der deutlich höheren Stromamplitude bei dem 23,9-kA-Impuls ist der negative Spannungssprung mit $u_{\text{VS,II}} \approx -30 \text{ kV}$ im Vergleich zu $u_{\text{VS,I}} \approx -11 \text{ kV}$ beim 10-kA-Impuls etwa um den dreifachen Betrag größer. Die Steilheit beim Spannungssprung beträgt dabei für den 23,9-kA-Impuls $\frac{du_{\text{VS,II}}}{dt} \approx -45 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$. Beim 10-kA-Impuls ist die Steilheit mit $\frac{du_{\text{VS,I}}}{dt} \approx -19 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$ erheblich niedriger. Damit ist kurzzeitig durch den 23,9-kA-Impuls die Belastung der sich wiederverfestigenden Schaltstrecke deutlich höher.

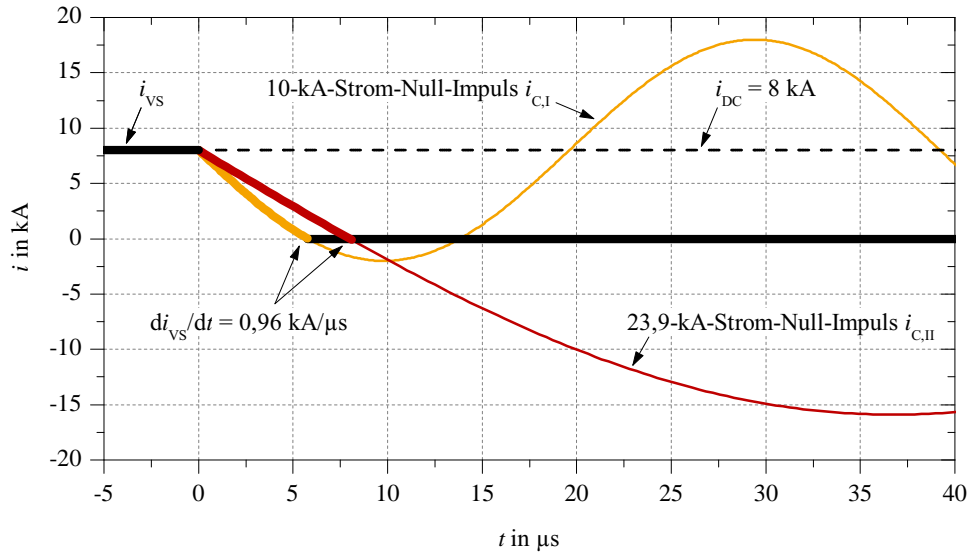


Abbildung 5.14: Simulation der Stromverläufe zum Zeitpunkt der Stromunterbrechung bei $i_{\text{DC}} = 8 \text{ kA}$ und zwei Strom-Null-Impulsen mit verschiedenen Amplituden ($\hat{i}_{\text{C,I}} = 10 \text{ kA}$ und $\hat{i}_{\text{C,II}} = 23,9 \text{ kA}$) bei konstanter Stromsteilheit im Stromnulldurchgang

Wie aus Abbildung 5.4 in Kapitel 5.1.1 ersichtlich, befindet man sich bei den Werten von $\frac{di_{\text{VS}}}{dt} \approx 0,96 \frac{\text{kA}}{\mu\text{s}}$ und $i_{\text{DC}} = 8 \text{ kA}$ gerade im Übergangsbereich zwischen rein erfolgreichen und rein fehlgeschlagenen Ausschaltversuchen. Dieser Punkt wurde bewusst gewählt, um festzustellen zu können, ob bei den Schaltversuchen mit den beiden Impulsen sowohl erfolgreiche als auch fehlgeschlagene Ausschaltversuche auftreten, oder ob der 23,9-kA-Impuls eine deutlich bessere oder schlechtere Unterbrechungsfähigkeit – z.B. ausschließlich erfolgreiche oder fehlgeschlagene Schaltversuche – aufweist.

Messergebnisse – Teil I.

Es wurden für jeden Strom-Null-Impuls 15 Ausschaltversuche durchgeführt. **Abbildung 5.15** zeigt die Ergebnisse. Erfolgreiche Ausschaltvorgänge sind mit grünen Kreisen gekennzeichnet, rote Kreuze stehen für fehlgeschlagene Schaltversuche.

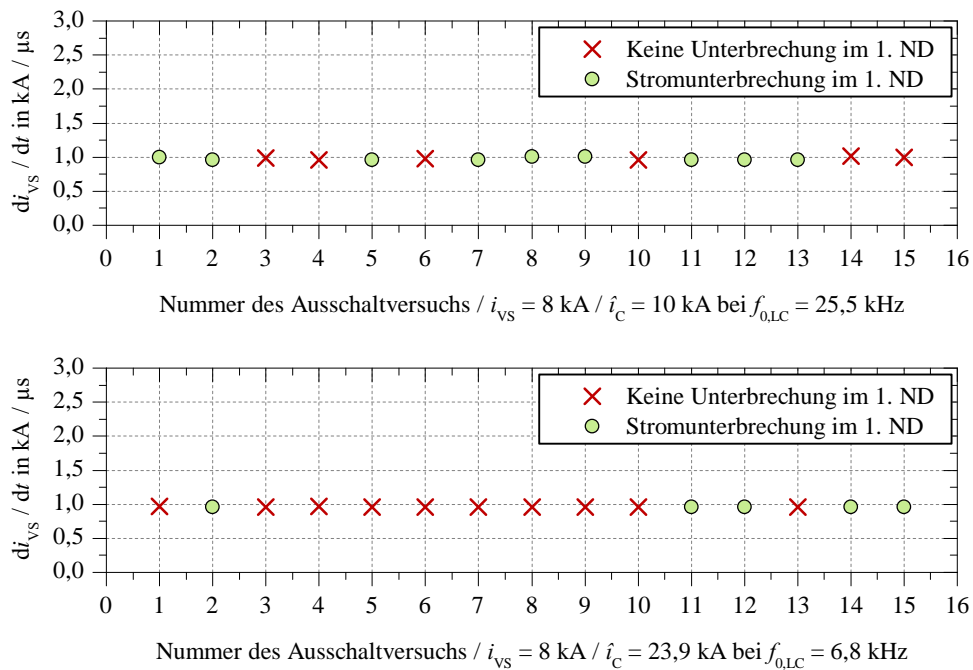


Abbildung 5.15: Ergebnisse der Versuchsreihe bei einem Gleichstrom von $i_{DC} = 8 \text{ kA}$ und zwei „direkten“ Strom-Null-Impulsen mit verschiedenen Amplituden bei konstanter Stromteilheit im Stromnulldurchgang. Aufgetragen ist jeweils die Stromteilheit beim Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre über der Anzahl der Schaltversuche.

Bei dem 10-kA-Impuls wurden neun erfolgreiche und sechs fehlgeschlagene Schaltversuche registriert, beim 23,9-kA-Impuls liegt das Verhältnis bei fünf zu zehn. In beiden Versuchsreihen ergaben sich somit erfolgreiche und fehlgeschlagene Schaltversuche, jedoch mit einer erkennbar schlechteren Bilanz⁵⁹ für den 23,9-kA-Strom-Null-Impuls.

Analyse und Interpretation der Ergebnisse – Teil I.

Die Messergebnisse zeigen, dass es erkennbare Unterschiede beim Löschverhalten von einem „zu hohen“ im Vergleich zu einem „angepassten“ Strom-Null-Impuls gibt.

⁵⁹ Es sei hier darauf hingewiesen, dass für eine statistisch gesicherte Aussage die Anzahl der Schaltversuche noch nicht ausreichend hoch ist und dazu weitere Messwerte nötig sind.

Dies legt die Vermutung nahe, dass bei einem „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls auch Parameter, wie beispielsweise die Amplitude des Impulses \hat{i}_C , die Zeit von der Stromeinprägung bis zum Stromnulldurchgang t_{SND} oder auch der negative Spannungssprung von u_{VS} nach erfolgreicher Stromunterbrechung das Löscherhalten beeinflussen.

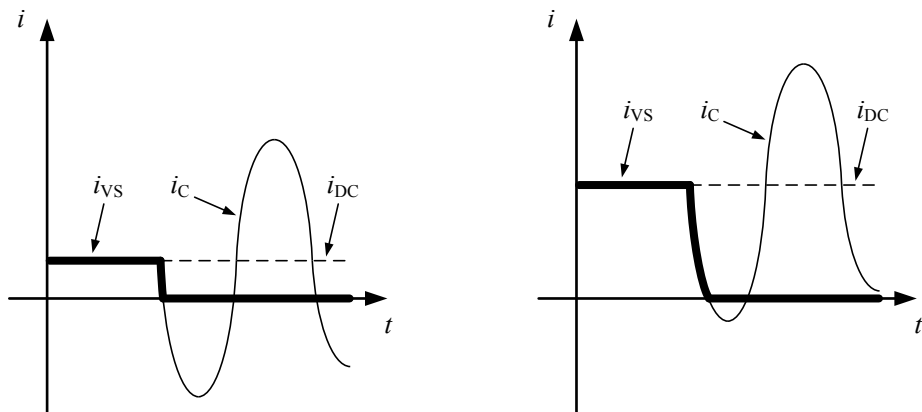
Da jedoch sowohl beim 10-kA-Impuls als auch beim 23,9-kA-Impuls erfolgreiche und fehlgeschlagene Ausschaltversuche gemessen werden konnten und damit die Ergebnisse für beide Impulse bei den Werten $\frac{di_{\text{VS}}}{dt} = 0,96 \frac{\text{kA}}{\mu\text{s}}$ und $i_{\text{DC}} = 8 \text{ kA}$ im Übergangsbereich zwischen rein erfolgreichen und rein fehlgeschlagenen Schaltversuchen liegen (siehe Abbildung 5.4 oder 5.13), deutet dies darauf hin, dass der größte Einflussparameter für eine erfolgreiche Stromunterbrechung die Steilheit beim Stromnulldurchgang ist. Dieses Ergebnis deckt sich auch mit den Erkenntnissen aus Kapitel 5.1.1 und dem aus der Literatur bekannten Schaltprinzip mit einer Sättigungsdrossel (siehe z.B. letzter Abschnitt in Kapitel 2.8.3).

Experimentelle Untersuchung von Strom-Null-Impulsen mit konstanter Amplitude – Teil II.

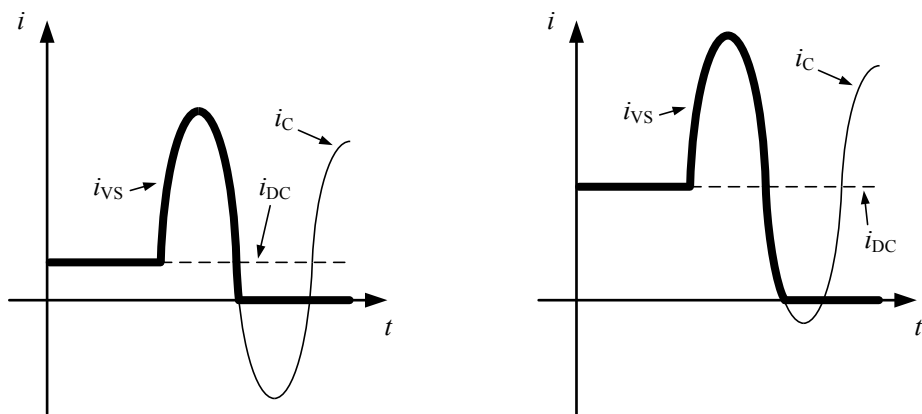
Nach den Erkenntnissen der vorherigen Kapitel ist das Unterbrechen eines niedrigen und eines hohen Gleichstroms (z.B. Last- und Fehlerstrom) bei geeigneter Impulswahl mit nur einem einzigen „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls möglich. Hierbei müssen dessen Amplitude auf den hohen Strom angepasst und die Einflüsse auf das Löscherhalten beim „Überschießen“ bei kleinen Ausschaltströmen berücksichtigt werden. Den größten Einfluss haben dabei die Steilheit des Stroms beim Stromnulldurchgang sowie die Form des Impulses. In der nachfolgend vorgestellten Messreihe ist der Strom-Null-Impuls nun so gewählt, dass er vollständig im Bereich erfolgreicher Ausschaltwerte nach den Abbildungen 5.2 und 5.4 liegt und sich bei kleinen Strömen deutlich unterhalb des Übergangsbereichs befindet.

Zur besseren Bewertung der Unterbrechungsfähigkeit der Vakuumschaltröhre bei Strom-Null-Impulsen mit konstanter Amplitude wurden neben diesem „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls (negativ aufgeladener Kondensator; siehe z.B. Kapitel 4.2.1) auch ein „indirekter“ sinusförmiger sowie ein „indirekter“ sägezahnförmiger Strom-Null-Impuls (positiv aufgeladene Kondensatoren; siehe z.B. Kapitel 4.2.2 und 4.2.3) mit konstanter Stromamplitude herangezogen. Damit ergeben sich die drei Ausschaltszenarien, wie sie in **Abbildung 5.16** für niedrige und hohe Gleichströme schematisch dargestellt sind.

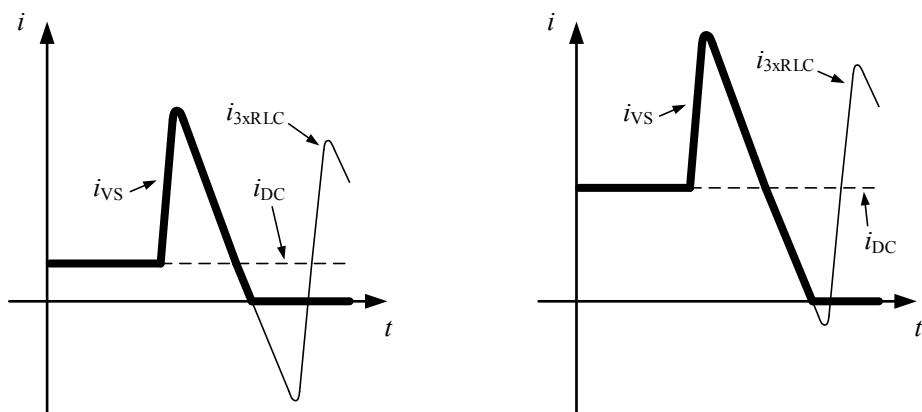
Die sinusförmigen Strom-Null-Impulse wurden mit einfachen RLC-Reihenschwingkreisen erzeugt. Für den sägezahnförmigen Strom-Null-Impuls kam ein dreistufiger Kettenleiter nach Abbildung 4.17 zum Einsatz. Damit ein Vergleich zwischen den drei Strom-Null-Impulsen möglich ist, wurde bei allen drei Impulsformen im Strom-Null-Impulskreis die gleiche Gesamtkapazität von $C_C = C_{C1} + C_{C2} + C_{C3} = 9 \mu\text{F}$ installiert.



(a) „Direkter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls



(b) „Indirekter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls



(c) „Indirekter“ sägezahnförmiger Strom-Null-Impuls

Abbildung 5.16: Schematische Darstellung der Stromverläufe bei verschiedenen Strom-Null-Impulsen mit konstanter Amplitude zur Unterbrechung niedriger und hoher Gleichströme

Zusätzlich wurden auch für die Ladespannungen der Kondensatoren sowie die negativen Spitzenwerte⁶⁰ der jeweiligen Strom-Null-Impulse annähernd gleiche Werte gewählt. Eine Übersicht über alle Parameter der parallelen Kommutierungspfade ist in **Tabelle 5.5** zu sehen.

Tabelle 5.5: Parameter der RLC-Reihenschwingkreise sowie des dreistufigen Kettenleiters nach Abbildung 4.17 während der experimentellen Untersuchungen bei verschiedenen Strom-Null-Impulsen mit konstanter Amplitude

Type	Element, Parameter	Wert	Einheit
1. „Direkter“ sinusförmiger Strom- Null-Impuls	C_C	9	μF
	L_C	42	μH
	$f_{0,LC}$	8,2	kHz
	$u_C(0)$	25	kV
	i_C	-11	kA
2. „Indirekter“ sinusförmiger Strom- Null-Impuls (Messreihe M1)	C_C	9	μF
	L_C	42	μH
	$f_{0,LC}$	8,2	kHz
	$u_C(0)$	25,6	kV
	i_C	-10,7	kA
3. „Indirekter“ sinusförmiger Strom- Null-Impuls (Messreihe M2)	C_C	14	μF
	L_C	60,9	μH
	$f_{0,LC}$	5,45	kHz
	$u_C(0)$	25,5	kV
	i_C	-11,1	kA
4. „Indirekter“ sinusförmiger Strom- Null-Impuls (Messreihe M3)	C_C	16,5	μF
	L_C	79,3	μH
	$f_{0,LC}$	4,4	kHz
	$u_C(0)$	25,6	kV
	i_C	-10,7	kA
5. „Indirekter“ sägezahnförmiger Strom-Null-Impuls	C_{C1}	6	μF
	L_{C1}	28	μH
	C_{C2}	1,5	μF
	L_{C2}	42	μH
	C_{C3}	1,5	μF
	L_{C3}	38	μH
	$f_{0,3xRLC}$	8,7	kHz
	$u_{C1}(0) = u_{C2}(0) = u_{C3}(0)$	25,6	kV
	i_{3xRLC}	-11	kA

⁶⁰ Bei einem „direkten“ Strom-Null-Impuls betrifft dies die erste Schwingungshalbwellen, wohingegen bei einem „indirekten“ Strom-Null-Impuls die zweite Schwingungshalbwellen ausschlaggebend für den künstlichen Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre ist.

In den Konfigurationen des „direkten“ sinusförmigen (erster Abschnitt in der Tabelle), des ersten „indirekten“ sinusförmigen (zweiter Abschnitt in der Tabelle, gekennzeichnet mit Messreihe M1) und des „indirekten“ sägezahnförmigen Strom-Null-Impulses (fünfter Abschnitt in der Tabelle) sind vergleichbare Parameter und Werte gewählt. Zwei zusätzliche Konfigurationen für den „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls sind im dritten und vierten Abschnitt der Tabelle (gekennzeichnet mit Messreihe M2 und M3) aufgelistet. Mit allen fünf Konfigurationen wurden Ströme im Bereich von $i_{\text{DC}} = 1 \dots 10 \text{ kA}$ geschaltet.

Messergebnisse – Teil II.

In **Abbildung 5.17** sind für die erste, zweite und fünfte Konfiguration der Impulskreise Messungen des jeweiligen Stromverlaufs des Strom-Null-Impulses sowie die zugehörige zeitliche Ableitung des Impulses dargestellt. Zur Reduzierung des Differenzierungsrauschens wurden die abgebildeten Messsignale mit einem Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von $f_f = 125 \text{ kHz}$ gefiltert.

In den Stromverläufen in **Abbildung 5.17** ist jeweils der während des Stromnulldurchgangs in der Vakuumschaltröhre wirksame Bereich durch eine dickere Linie gekennzeichnet. Bei den beiden sinusförmigen Strom-Null-Impulsen (erste und zweite Konfiguration) beträgt die maximale Steilheit im für die Stromunterbrechung interessanten Bereich dabei ca. $\frac{di_{\text{C}}}{dt} \approx 575 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$. Der sägezahnförmige Strom-Null-Impuls hat in dem betreffenden Bereich einen Maximalwert von $\frac{di_{3\text{xRLC}}}{dt} \approx 410 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$.

Ein Vergleich der Strom- und Spannungsverläufe von drei erfolgreichen Ausschaltvorgängen (bei $i_{\text{DC}} = 6 \text{ kA}$) der drei Konfigurationen 1, 2 und 5 nach **Tabelle 5.5** ist in **Abbildung 5.18** zu sehen. Es sind jeweils der Strom i_{VS} und die Spannung u_{VS} im Bereich der Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre abgebildet.

Die Verläufe der wiederkehrenden Spannungen bei den beiden Varianten mit den sinusförmigen Strom-Null-Impulsen sind identisch. Dabei beträgt die Steilheit der wiederkehrenden Spannung (nach dem Spannungssprung) bei $i_{\text{DC}} = 6 \text{ kA}$ $\frac{du_{\text{VS}}}{dt} \approx 0,7 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$. Aufgrund des dreistufigen Kettenleiters wird bei der Stromunterbrechung mit dem sägezahnförmigen Strom-Null-Impuls die Spannungsform etwas verzerrt. Die Amplitude des negativen Spannungssprungs nach der erfolgreichen Stromunterbrechung ist zwar niedriger, jedoch kommt es im Nachgang zu einer höheren Spannungssteilheit von $\frac{du_{\text{VS}}}{dt} \approx 1,35 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$.

Die **Abbildungen 5.19, 5.20, 5.21 und 5.22** zeigen die Ergebnisse der Schaltversuche. In **Abbildung 5.19** ist die Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang über der Steilheit der wiederkehrenden Spannung nach dem negativen Spannungssprung dargestellt. Blaue Kreise stellen erfolgreiche Ausschaltvorgänge dar, und fehlgeschlagene Ausschaltversuche sind als rote Kreuze eingetragen. Die Werte für die Spannungssteilheit der fehlgeschlagenen Schaltvorgänge sind berechnete Angaben (vgl. **Abbildung 5.2, 5.9 oder 5.12**). Im oberen Graphen sind die Ergebnisse der Messungen mit einem „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls dargestellt. In der Mitte

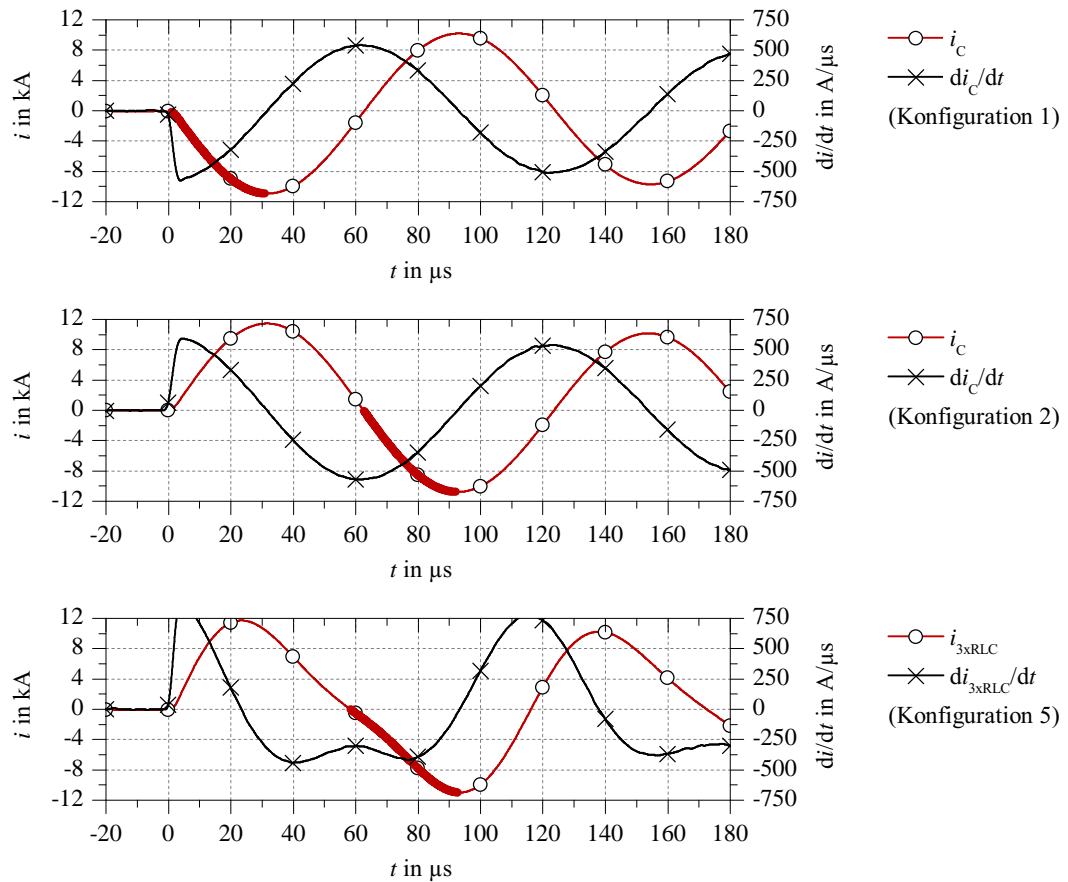


Abbildung 5.17: Messungen der Stromverläufe und zugehörige zeitliche Ableitungen der Strom-Null-Impulse der ersten, zweiten und fünften Konfiguration des Impulskreises nach Tabelle 5.5 („direkter“ sinusförmiger, „indirekter“ sinusförmiger und „indirekter“ sägezahnförmiger Impuls; Strom-Null-Impulse i_c und i_{3xRLC} im Bereich des Stromnulldurchgangs fett dargestellt)

sind die Ergebnisse mit den „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impulsen abgebildet (Kennzeichnung M1, M2 und M3 nach Tabelle 5.5). Der untere Graph zeigt die Schaltvorgänge mit dem dreistufigen Kettenleiter (sägezahnförmiger Impuls). Die Ergebnisse bezüglich der Steilheit beim negativen Spannungssprung nach der erfolgreichen Stromunterbrechung beim ersten Nulldurchgang sind in den Abbildungen 5.20 und 5.21 zu sehen. In Abbildung 5.20 wird die Steilheit des Spannungssprungs zu der Stromsteilheit beim ersten Nulldurchgang in Beziehung gesetzt, in Abbildung 5.21 entspricht die jeweilige Ordinate dem Ausschaltstrom i_{VS} der zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung in der Vakuumschaltröhre geflossen ist. Erneut sind in den oberen Graphen die Ergebnisse mit dem „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls zu sehen. Die mittleren Graphen zeigen die Ergebnisse mit

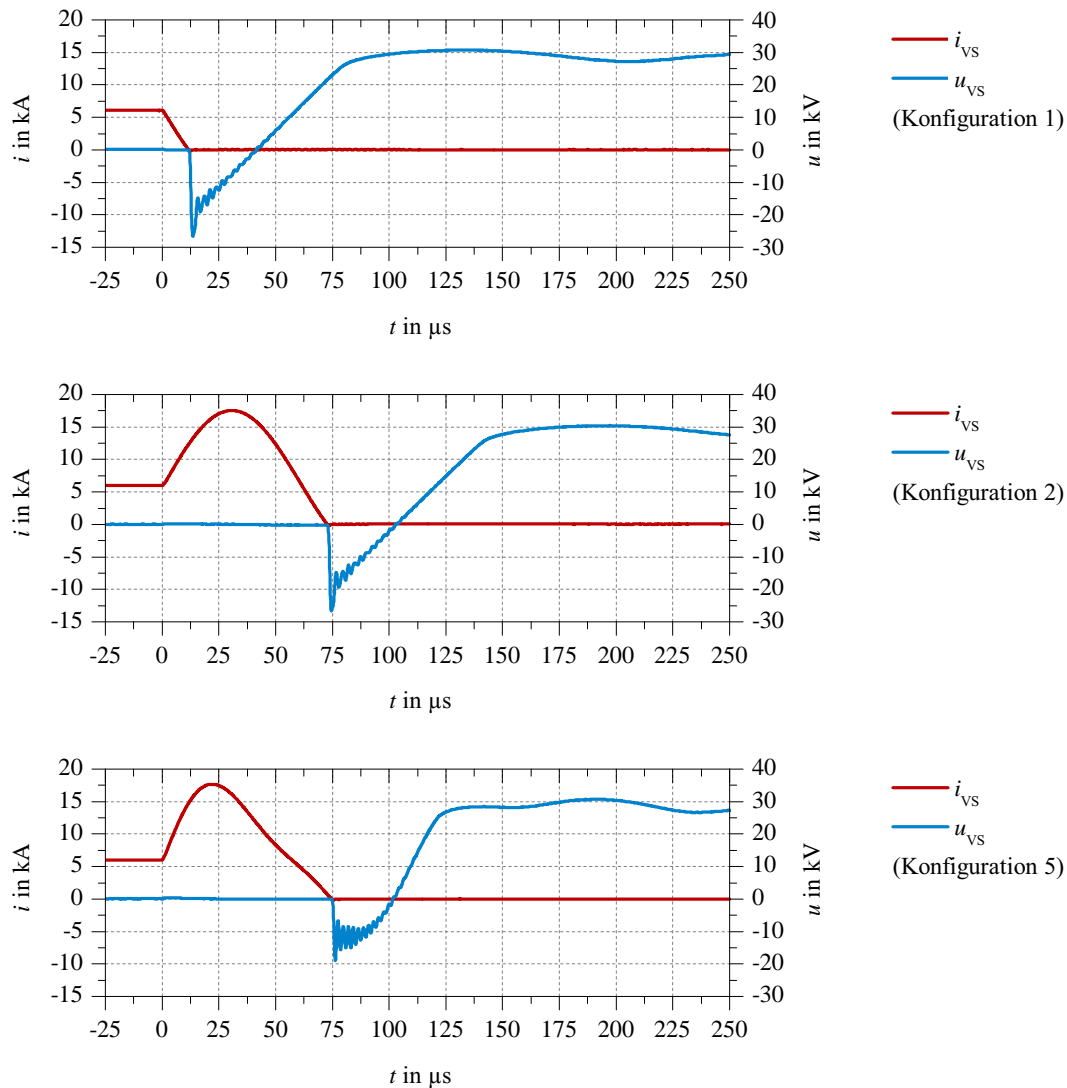


Abbildung 5.18: Messungen drei erfolgreicher Ausschaltvorgänge von $i_{DC} = 6 \text{ kA}$ für die Konfiguration 1, 2 und 5 nach Tabelle 5.5 („direkter“ sinusförmiger, „indirekter“ sinusförmiger und „indirekter“ sägezahnförmiger Impuls)

den „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impulsen (Kennzeichnung M1, M2 und M3). In den unteren Graphen sind die Ausschaltvorgänge mit dem dreistufigen Kettenleiter abgebildet.

Wie auch schon aus Abbildung 5.18 ersichtlich, bewirkt ein sinusförmiger Strom-Null-Impuls eine geringere Steilheit der wiederkehrenden Spannung nach einer erfolgreichen Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre und dem negativen Spannungssprung. Dies gilt jedoch nicht für die Steilheit des Spannungssprungs nach der

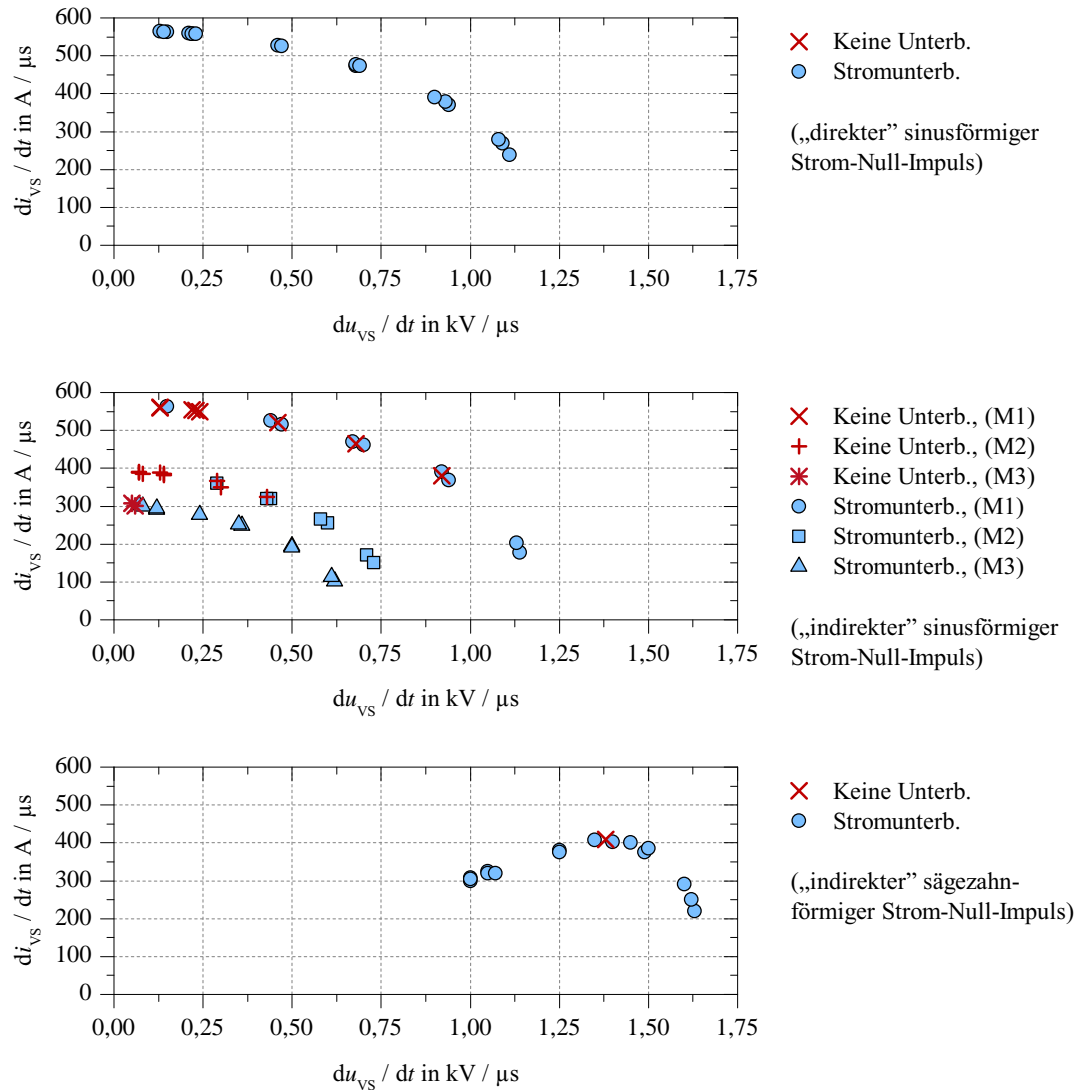


Abbildung 5.19: Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang über Spannungssteilheit nach der Stromunterbrechung und dem negativen Spannungssprung bei verschiedenen Strom-Null-Impulsen konstanter Amplitude – Konfiguration nach Tabelle 5.5 („direkter“ sinusförmiger (1), „indirekter“ sinusförmiger (2, 3 und 4) und „indirekter“ sägezahnförmiger (5) Stromimpuls)

Stromunterbrechung selbst. Aus den Abbildungen 5.20 und 5.21 geht hervor, dass der Spannungssprung durch den Einfluss des dreistufigen Kettenleiters eine geringe Steilheit aufweist. Dennoch sind bei allen Impulsformen durch die relativ hohe parallele Gesamtkapazität zum Hauptstrompfad von $9 \mu\text{F}$ die Spannungssteilheiten bei den gezeigten Messreihen in einem für die Vakuumschaltröhre unkritischen Bereich

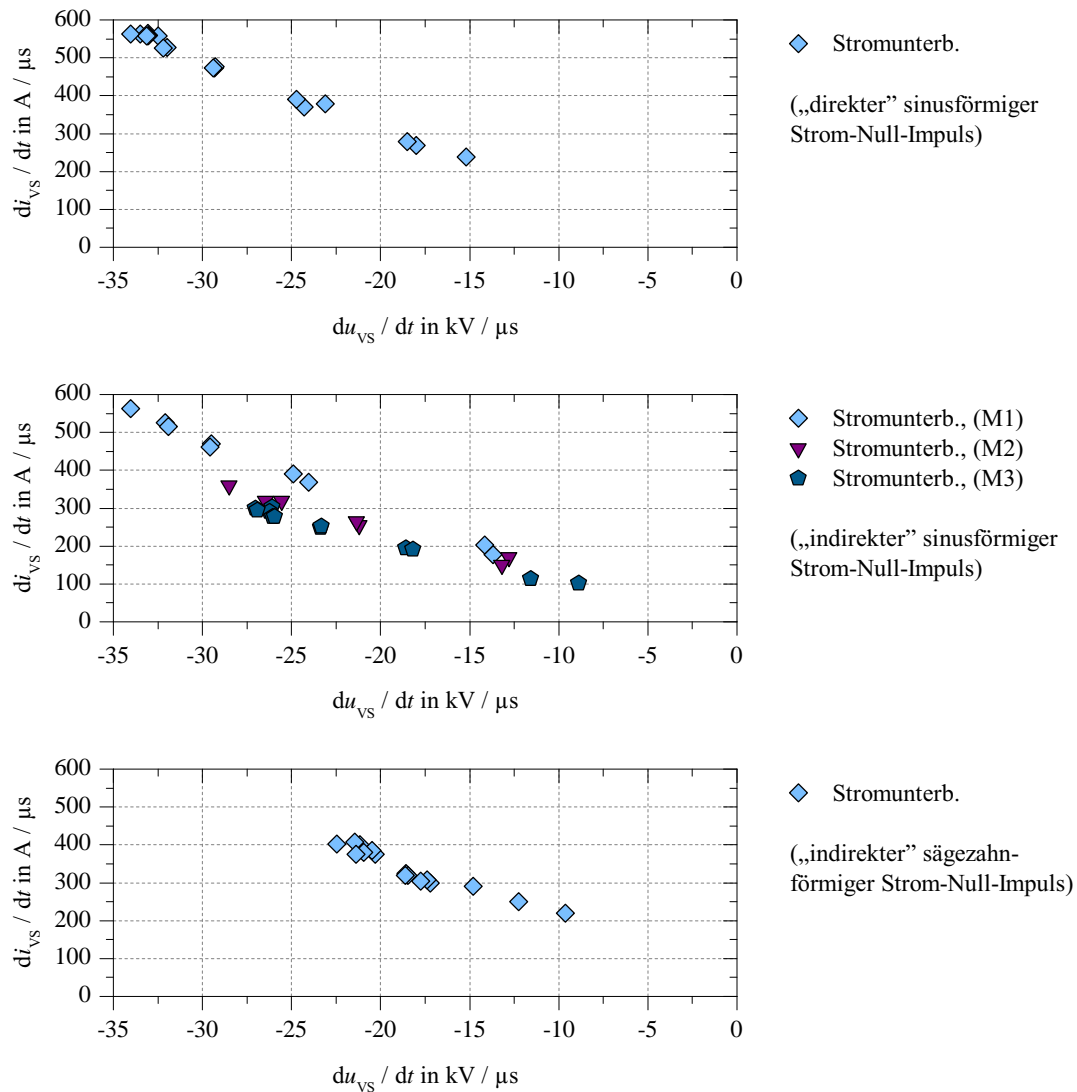


Abbildung 5.20: Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang über Spannungssteilheit des negativen Spannungssprungs nach der erfolgreichen Stromunterbrechung bei verschiedenen Strom-Null-Impulsen konstanter Amplitude – Konfiguration nach Tabelle 5.5 („direkter“ sinusförmiger (1), „indirekter“ sinusförmiger (2, 3 und 4) und „indirekter“ sägezahnförmiger (5) Stromimpuls)

(vgl. bisherige Ergebnisse, z.B. Kapitel 5.1.1). Folglich lassen sich fehlgeschlagene Schaltvorgänge nicht durch eine zu hohe Steilheit der wiederkehrenden Spannung, sondern hauptsächlich durch die Höhe des Ausschaltstroms und die Steilheit des Stroms beim Stromnulldurchgang erklären.

In den drei Graphen in Abbildung 5.22 ist jeweils die Stromsteilheit beim ersten

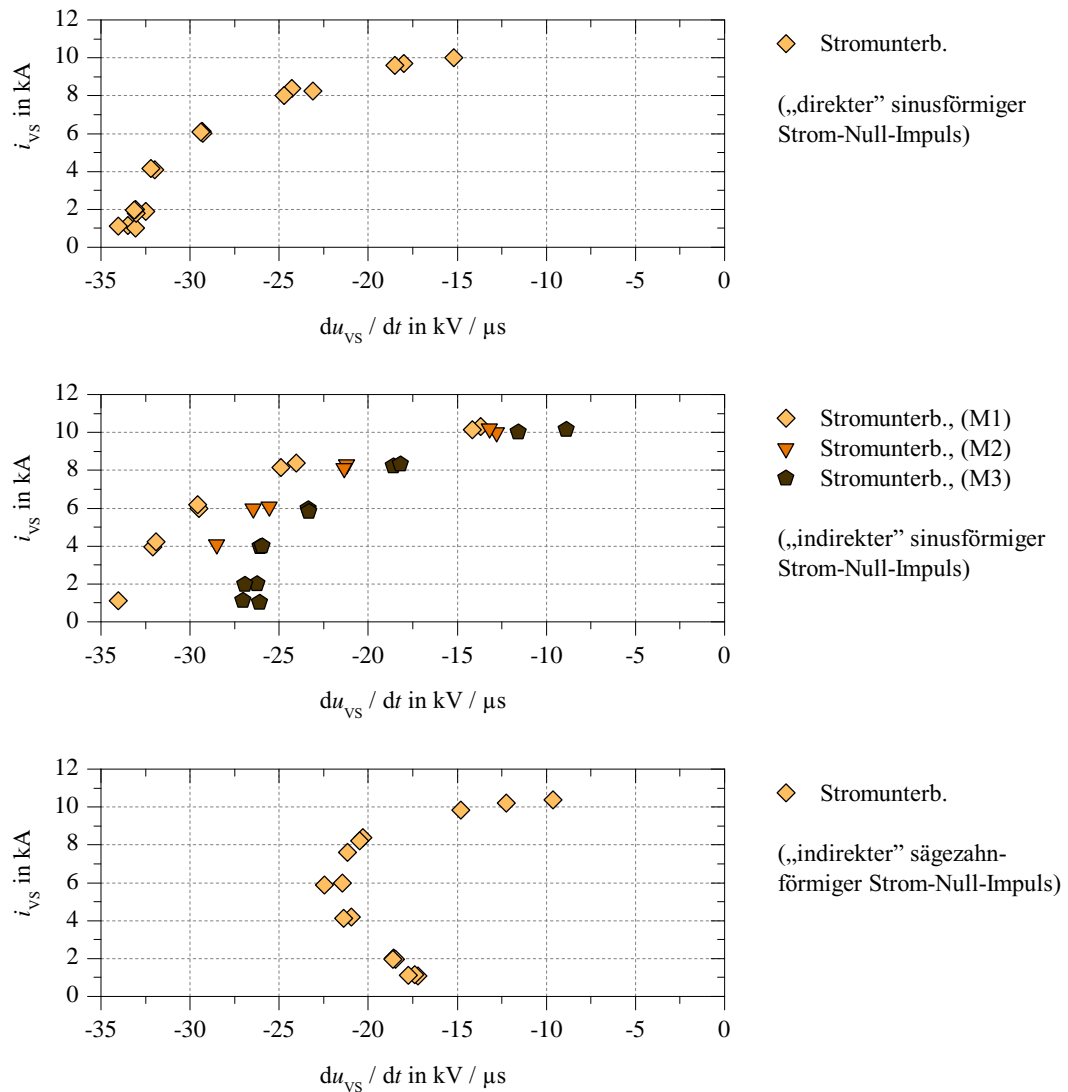


Abbildung 5.21: Ausschaltstrom i_{VS} (Strom in der Vakuumschaltröhre zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung) über Spannungsteilheit des negativen Spannungssprungs nach der erfolgreichen Stromunterbrechung beim ersten Nulldurchgang bei verschiedenen Strom-Null-Impulsen konstanter Amplitude – Konfiguration nach Tabelle 5.5 („direkter“ sinusförmiger (1), „indirekter“ sinusförmiger (2, 3 und 4) und „indirekter“ sägezahnförmiger (5) Stromimpuls)

Stromnulldurchgang über dem Ausschaltstrom i_{DC} zu sehen. Rote Kreuze stehen für fehlgeschlagene und grüne Kreise für erfolgreiche Schaltvorgänge. Auch hier sind im oberen Graph die Ergebnisse mit dem „direkten“ sinusförmigen Impuls, in der Mitte mit den „indirekten“ sinusförmigen Impulsen und im unteren Graph mit dem „indi-

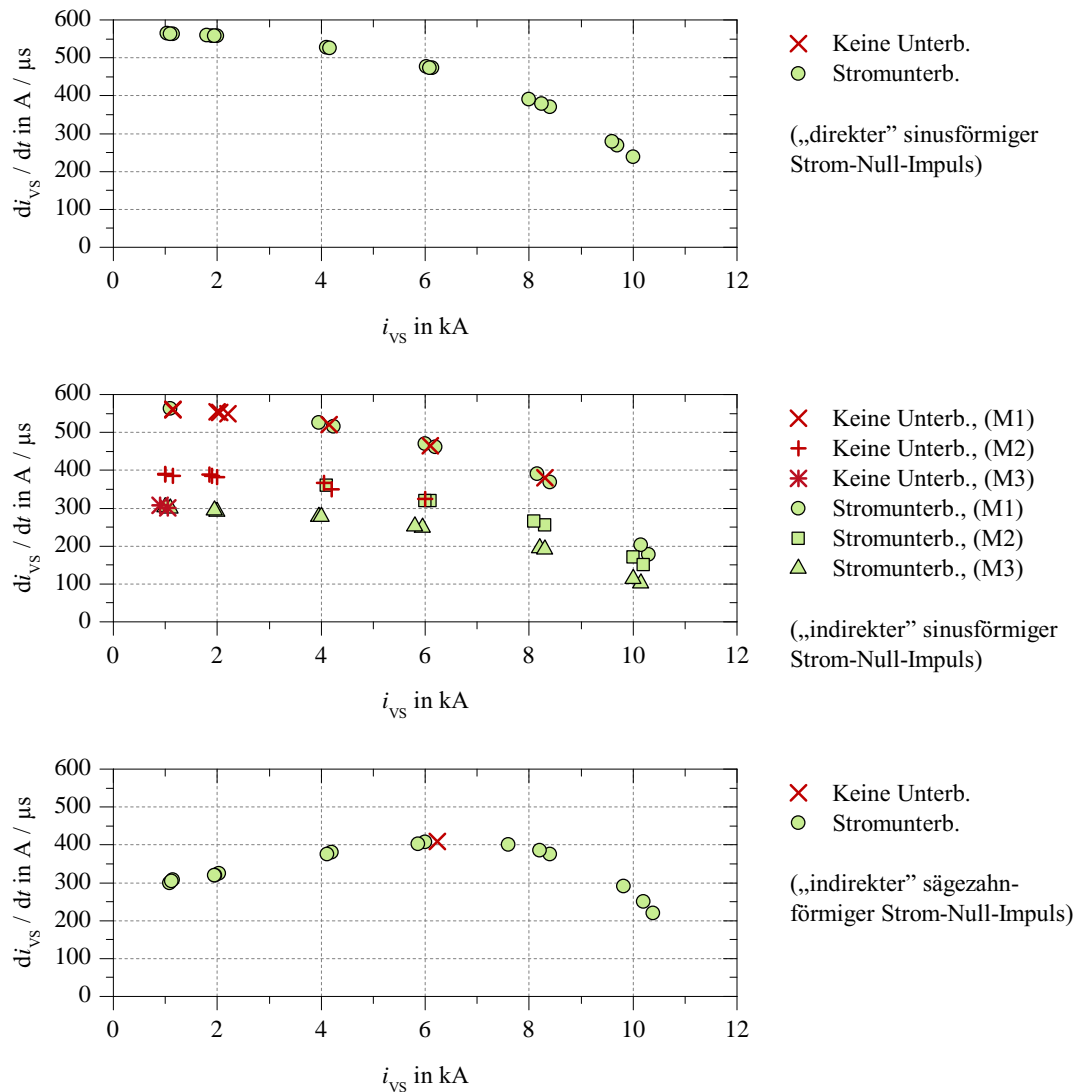


Abbildung 5.22: Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang über Ausschaltstrom i_{VS} bei verschiedenen Strom-Null-Impulsen konstanter Amplitude – Konfiguration nach Tabelle 5.5 („direkter“ sinusförmiger (1), „indirekter“ sinusförmiger (2, 3 und 4) und „indirekter“ sägezahnförmiger (5) Stromimpuls)

rekten“ sägezahnförmigen Stromimpuls abgebildet. In allen drei Graphen lässt sich jeweils der Verlauf der Ableitung der einzelnen Strom-Null-Impulse für die betreffenden Bereiche (dickere Linie in Abbildung 5.17) in den Messergebnissen erkennen (z.B. kosinusförmiger Verlauf bei einem sinusförmigen Strom-Null-Impuls).

Analyse und Interpretation der Ergebnisse – Teil II.

Bei den Schaltversuchen mit dem „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls kam es zu keinen fehlerhaften Ausschaltversuchen. Die Ergebnisse entsprechen damit den Erwartungen und bestätigen die geeignete Auswahl des Strom-Null-Impulses sowie die Erkenntnisse der vorherigen Kapitel.

Die Unterbrechungsfähigkeit der Vakuumschaltröhre mit einem „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls ist, wie bereits aus Kapitel 5.1.2 bekannt, deutlich schlechter. Bei jeder der drei Messreihen (Konfiguration 2, 3 und 4 nach Tabelle 5.5) mit dieser Impulsform kam es zu einigen erfolglosen Stromunterbrechungsvorgängen beim ersten Stromnulldurchgang. Vergleicht man die Ergebnisse aus den zweiten Graphen in Abbildung 5.22 mit den Erkenntnissen aus Abbildung 5.10 in Kapitel 5.1.2, so zeigt sich, dass bei dem hier verwendeten „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls mit konstanter Amplitude die Stromunterbrechungsfähigkeit der Vakuumschaltröhre noch etwas schlechter ist. Gerade bei kleinen Strömen wirkt sich der im Vergleich zum Ausschaltstrom deutlich höhere Strom-Null-Impuls – „Überschießen“ – schon bei niedrigeren Stromsteilheiten im Nulldurchgang negativ aus. Dies bekräftigt die Aussage aus Kapitel 5.1.2, dass die hochfrequente Stromerhöhung und die damit verbundene Überlastung der Kathodenflecke in der Vakuumschaltröhre auch schon bei niedrigen Strömen einer Belastung mit hohem Strom gleicht. Verbessern lässt sich die Unterbrechungsfähigkeit eines „indirekten“ Strom-Null-Impulses, wenn man die sinusförmige Impulsform durch einen Kettenleiter zu einem sägezahnförmigen Stromimpuls verzerrt. Wie in Abbildung 5.17 zu sehen ist, wird damit die Stromsteilheit des Strom-Null-Impulses im Bereich der Stromunterbrechung von niedrigen Strömen verringert. In den Ergebnissen im unteren Graph in Abbildung 5.22 wird dieser Effekt deutlich und bestätigt erneut den hohen Einfluss der Stromsteilheit beim Nulldurchgang auf die Unterbrechungsfähigkeit der Vakuumschaltröhre. Bei den Messungen mit dem sägezahnförmigen Strom-Null-Impuls wurde nur ein fehlgeschlagener Ausschaltvorgang bei einem Strom von $i_{VS} = 6,2 \text{ kA}$ und einer Stromsteilheit von $\frac{di_{VS}}{dt} \approx 409 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$ registriert. Bei diesem Schaltvorgang kam es erst im zweiten Stromnulldurchgang mit einer Stromsteilheit von $\frac{di_{VS}}{dt} \approx 630 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$ zur Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre.

5.2 Untersuchungen an einer Vakuumschaltröhre mit einem RMF-Topfkontaktsystem

Die experimentellen Untersuchungen in Kapitel 5.1 erfolgten alle mit einer Vakuumschaltröhre mit einem AMF-Kontaktsystem. Neben AMF-Kontakten sind auch Vakuumschaltröhren mit RMF-Kontakten sehr weit verbreitet. Deren Eignung als Schalter im Hauptstrompfad eines mechanischen Gleichstromschalters mit aktivem Schwingkreis ist daher Gegenstand dieses Kapitels. Im Rahmen dieser Arbeit wurde

dazu ein Vakuumschaltröhrentyp mit RMF-Topfkontakten (Typ 2 in Tabelle 4.2, Kapitel 4.2.5) untersucht.

Experimentelle Untersuchungen

Wie bei den vorangegangenen Messreihen in Kapitel 5.1 wurden auch mit der Vakuumschaltröhre mit RMF-Topfkontakten Schaltversuche bei Strömen im Bereich von $i_{DC} = 1 \dots 20 \text{ kA}$ durchgeführt. Für die Schaltversuche wurde dabei ein „direkter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls mit negativ vorgeladenem Kondensator nach Abbildung 5.1 verwendet. Die Amplitude des Strom-Null-Impulses wurde, wie schon bei den vorherigen Untersuchungen, an den Ausschaltstrom i_{DC} angepasst:

- $i_{DC} < 2 \text{ kA}$: Scheitelwert des Strom-Null-Impulses mit mindestens⁵² der doppelten Amplitude.
- $i_{DC} \geq 2 \text{ kA}$: Scheitelwert des Strom-Null-Impulses mindestens⁵² 2 kA größer als i_{DC} .

Um die Stromsteilheit beim Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre zu variieren, wurde der RLC-Reihenschwingkreis des parallelen Kommutierungspfades entsprechend verändert. Die verschiedenen Werte sind in **Tabelle 5.6** aufgelistet.

Tabelle 5.6: Parameter des RLC-Schwingkreises im parallelen Kommutierungspfad für die Messungen mit negativ vorgeladenem Kondensator und einer Vakuumschaltröhre mit RMF-Topfkontakten

Element	Werte	Einheit
C_C	5/7,5/16,5	μF
L_C	4,7/8,1/12,7/19,9/33,2/73	μH
$f_{0,LC}$	4,6/6,8/13/20/25/33	kHz
$u_C(0)$	$-2,4 \dots -38,7 \text{ kV}$ (abhängig von \hat{i}_C)	kV

Mit den verschiedenen Werten im Kommutierungspfad wurde die Steilheit beim Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre im Bereich von $\frac{di_{VS}}{dt} \approx 45 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}} \dots 2,2 \frac{\text{kA}}{\mu\text{s}}$ eingestellt. Die Steilheit der wiederkehrenden Spannung nach erfolgreicher Unterbrechung und dem negativen Spannungssprung lag im Bereich von $\frac{du_{VS}}{dt} \approx 60 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \dots 4,2 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$.

Messergebnisse

In den **Abbildungen 5.23, 5.24 und 5.25** sind die Ergebnisse der Untersuchungen mit der Vakuumschaltröhre mit RMF-Topfkontakten dargestellt. In Abbildung 5.23 ist die Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang über der Steilheit der wiederkehrenden Spannung nach dem negativen Spannungssprung abgebildet. Als blaue

Kreise sind erfolgreiche Ausschaltvorgänge markiert, wohingegen rote Kreuze erfolglose Stromunterbrechungen beim ersten Stromnulldurchgang kennzeichnen. Die $\frac{di_{VS}}{dt}$ -Werte der fehlgeschlagenen Schaltvorgänge sind, wie auch schon in den vergleichbaren Abbildungen der vorherigen Kapitel, berechnete Werte (vgl. z.B. Abbildung 5.2, 5.9 oder 5.12).

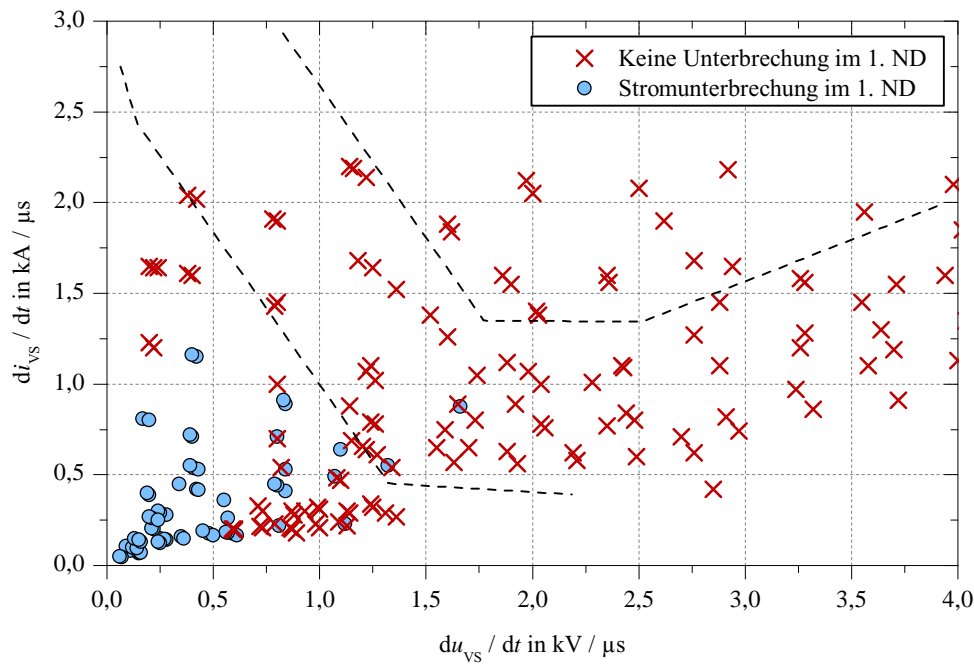


Abbildung 5.23: Schaltverhalten der Vakuumschaltröhre mit RMF-Topfkontakten bei einem „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls – Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang über Spannungssteilheit nach der Stromunterbrechung und dem negativen Spannungssprung (Spannungssteilheit bei erfolgreicher Stromunterbrechung im ersten Nulldurchgang gemessen, Spannungssteilheit bei fehlgeschlagener Stromunterbrechung im ersten Nulldurchgang berechnet); gestrichelte Abgrenzungslinien aus Abbildung 5.2 übertragen

Zum direkten Vergleich der Ergebnisse mit den Erkenntnissen der Untersuchungen an der Vakuumschaltröhre mit dem AMF-Kontaktsystem sind als gestrichelte Linien die Bereiche der erfolgreichen und fehlgeschlagenen Schaltvorgänge aus Abbildung 5.2 (siehe Kapitel 5.1.1) eingezeichnet.

Abbildung 5.24 zeigt die Steilheit des Spannungssprungs nach einer erfolgreichen Stromunterbrechung beim ersten Nulldurchgang. Analog zu Abbildung 5.3 ist im oberen Graph auf der Ordinate die Stromsteilheit $\frac{di_{VS}}{dt}$ beim Stromnulldurchgang aufgetragen, im unteren Graph der Ausschaltstrom i_{VS} , der unmittelbar vor der Strom-Null-Impulseinprägung in der Vakuumschaltröhre geflossen ist. Zum besseren Vergleich mit Abbildung 5.3 sind identische Achsenskalierungen gewählt worden.

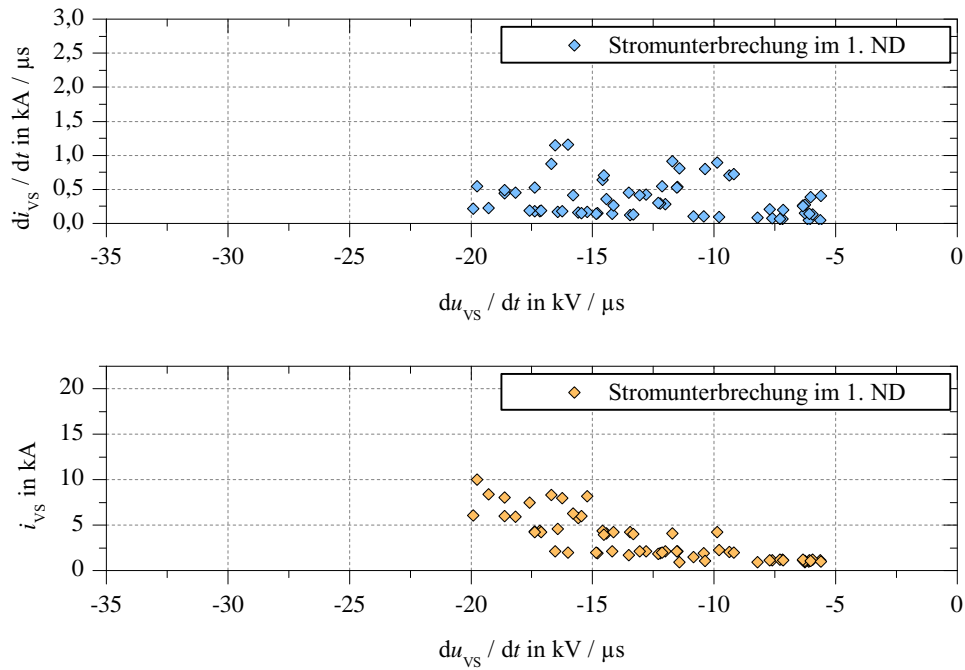


Abbildung 5.24: Verhalten der Vakuumschaltröhre mit RMF-Topfkontakten bei einem „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls – Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang über Spannungssteilheit des negativen Spannungssprungs nach der erfolgreichen Stromunterbrechung (oben), Ausschaltstrom i_{VS} (Strom in der Vakuumschaltröhre zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung) über Spannungssteilheit des negativen Spannungssprungs nach der erfolgreichen Stromunterbrechung beim ersten Nulldurchgang (unten)

Die Steilheit des Stroms zum Zeitpunkt des ersten Stromnulldurchgangs aufgetragen über dem Ausschaltstrom i_{DC} ist in Abbildung 5.25 dargestellt. Erfolgreiche Ausschaltvorgänge sind als grüne Kreise gekennzeichnet und fehlgeschlagene Schaltversuche als rote Kreuze. Zum Vergleich mit den Ergebnissen des Vakuumschaltröhrentyps mit AMF-Kontakten sind auch hier als gestrichelte Linien die Bereiche der erfolgreichen und fehlgeschlagenen Schaltvorgänge aus Abbildung 5.4 (siehe Kapitel 5.1.1) eingetragen.

In den drei Abbildungen wird deutlich, dass die Unterbrechungsfähigkeit mit einem Strom-Null-Impuls bei der Vakuumschaltröhre mit den RMF-Topfkontakten erheblich schlechter ist. Bei Prüfströmen von $i_{VS} > 8 \text{ kA}$ konnte mit den verwendeten Parametern und Einstellungen überhaupt keine Stromunterbrechung durch einen Strom-Null-Impuls im ersten Stromnulldurchgang erzielt werden. Für eine erfolgreiche Stromunterbrechung bei höheren Strömen ist damit im parallelen Kommutterungspfad ein RLC-Schwingkreis mit größeren Elementen und einer niedrigeren Resonanzfrequenz notwendig.

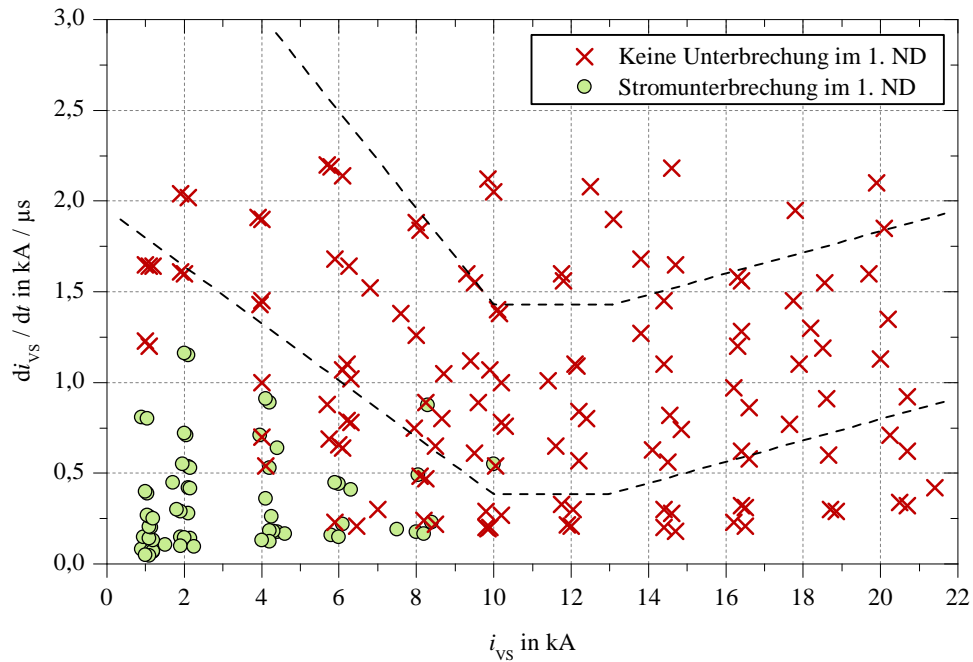


Abbildung 5.25: Schaltverhalten der Vakuumschaltröhre mit RMF-Topfkontakten bei einem „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls – Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang über Ausschaltstrom i_{vs} (Strom in der Vakuumschaltröhre zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung); gestrichelte Abgrenzungslinien aus Abbildung 5.4 übertragen

Analyse und Interpretation der Ergebnisse

Ein Schaltlichtbogen in einer Vakuumschaltröhre befindet sich bei niedrigen Strömen (wenige kA) unabhängig vom verwendeten Kontaktsystem in einem diffusen Zustand und ist geprägt von Kathodenflecken. Erst zu höheren Strömen hin bewirkt sein Eigenfeld, dass er sich zusammenzieht und in einen kontrahierten Zustand überwechselt. Bei einem AMF-Kontaktsystem wird dieses Bestreben durch ein dem Effekt entgegenwirkendes Magnetfeld unterbunden. Das Ziel dabei besteht darin, eine punktuelle Abnutzung der Kontaktoberfläche zu verhindern und den Lichtbogen über die gesamte Oberfläche zu verteilen. Ein RMF-Kontaktsystem verhindert zum Schutz der Kontaktoberflächen nicht das Kontrahieren des Lichtbogens, sondern zwingt den Lichtbogen zur Bewegung, um so die Abnutzung der Kontaktoberfläche gleichmäßig zu verteilen. Aus den Messergebnissen wird deutlich, dass diese verschiedenen Prinzipien auch verschiedene Strom-Null-Impulsverhaltensweisen zur Folge haben.

Bei einer Unterbrechung von kleinen Strömen befindet sich der Lichtbogen noch im diffusen Zustand und kann durch einen Strom-Null-Impuls mit Frequenzen im

kHz-Bereich relativ gut unterbrochen werden. Dies zeigt sich sowohl bei den Untersuchungen der Vakuumschaltröhre mit dem AMF-Kontaktsystem (siehe Kapitel 5.1), als auch bei den Untersuchungen im Bereich kleiner Ausschaltströme mit dem RMF-Topfkontaktsystem. Die unterschiedlichen Verhaltensweisen der beiden Kontaktsysteme werden bei hohen Gleichströmen deutlich. Anders als bei der in Kapitel 5.1.1 verwendeten Vakuumschaltröhre mit AMF-Kontakten kommt es bei der hier untersuchten Vakuumschaltröhre mit RMF-Topfkontakten mit steigendem Ausschaltstrom zu einer vollständigen Kontraktion und einer Laufbewegung des Lichtbogens. Aufgrund der Kontraktion des Lichtbogens wird im Vergleich zu dem diffusen Lichtbogen der AMF-Vakuumschaltröhre deutlich mehr Kontaktmaterial aufgeschmolzen. Die Metaldampfdichte in der Vakuumschaltröhre ist damit erheblich höher. Erfolgt die Stromabnahme aufgrund der hohen Stromsteilheit des eingepprägten Strom-Null-Impulses zu schnell, so ist die in der Vakuumschaltröhre vorhandene Restplasmadichte zu hoch für eine erfolgreiche Stromunterbrechung im Nulldurchgang. Es kommt zu einem Versagen der RMF-Topfkontakt-Vakuumschaltröhre.

Eine Berechnung zur Restplasmadichte zum Zeitpunkt des ersten Stromnulldurchgangs bei eingepprägtem Strom-Null-Impuls wird in [Tok2015] beschrieben und mit der Stromsteilheit $\frac{di}{dt}$ korreliert. Der Grenzwert der Stromsteilheit $\frac{di}{dt}$ für eine erfolgreiche Stromunterbrechung hängt damit nach [Tok2015] von der Restplasmadichte zwischen den Kontakten der Vakuumschaltröhre ab. Ein zu hohes $\frac{di}{dt}$ im ersten Stromnulldurchgang führt damit zu einem Versagen der Vakuumschaltröhre. In den Untersuchungen des Vakuumschaltröhrentyps mit den RMF-Topfkontakten wird dies bei Strömen von $i_{VS} > 8 \text{ kA}$ deutlich.

Neben dem Einfluss der verschiedenen Kontaktsysteme ist der Unterschied in den Messergebnissen (Abbildung 5.2 und 5.4 im Vergleich zu Abbildung 5.23 und 5.25) im Bereich niedriger Ströme (einstelliger kA-Bereich) auch noch auf zwei weitere Effekte zurückzuführen. Zum einen ist bei der verwendeten Vakuumschaltröhre mit dem AMF-System (Typ 1 in Tabelle 4.2) die für den Vakuumlichtbogen nutzbare Kontaktoberfläche größer als bei der betrachteten RMF-Topfkontakt-Vakuumschaltröhre (Typ 2 in Tabelle 4.2). Zum anderen hat das axiale Magnetfeld des AMF-Kontakts auch schon bei kleinen Strömen einen positiven Einfluss auf die Unterbrechung hochfrequenter Ströme. Beide Effekte sind zwar nicht ausschlaggebend für die Unterschiede, begünstigen jedoch die Unterbrechung von kleinen Gleichströmen durch eine Vakuumschaltröhre mit einem AMF-Kontaktsystem bei einem eingepprägten Strom-Null-Impuls.

Der Vollständigkeit halber sind die Auswertungen des Strom-Null-Impulsverhaltens beim zweiten, dritten und vierten Stromnulldurchgang im Anhang A.7 in den Abbildungen A.18 und A.19 dargestellt.

5.3 Zusammenfassung der Erkenntnisse

Aus den zuvor vorgestellten experimentellen Untersuchungen bezüglich des Strom-Null-Impulsverhaltens von Vakuumschaltröhren lassen sich einige Aussagen und Erkenntnisse für den Aufbau eines mechanischen Gleichstromschalters mit einer Vakuumschaltröhre im Hauptstrompfad und einem aktivem Schwingkreis zur Strom-Null-Impulserzeugung ableiten.

- Bei der Verwendung eines „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impulses (negativ vorgeladener Kondensator), der dem Strom im Hauptpfad entgegen gerichtet ist und während der Strom-Null-Impulseinprägung den Strom in der Vakuumschaltröhre unmittelbar zu Null zwingt, zeigt eine Vakuumschaltröhre mit AMF-Kontaktsystem das beste Schaltvermögen. Für kleine Ströme im einstelligen kA-Bereich sind dabei Stromsteilheiten beim Stromnulldurchgang im Bereich von $1 \dots 1,5 \frac{\text{kA}}{\mu\text{s}}$ bei einer Steilheit der wiederkehrenden Spannung (nach dem negativen Spannungssprung) von ca. $1,5 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$ mit einer kommerziell verfügbaren Vakuumschaltröhre problemlos möglich. Für höhere Ausschaltströme nimmt die zulässige Stromsteilheit beim Stromnulldurchgang zunächst ab (Minimum bei ca. $10 \dots 12 \text{ kA}$), steigt allerdings mit weiter zunehmendem Strom und dem damit verbundenen verstärkten Einfluss des AMF-Kontaktsystems auf die Erscheinungsform des Vakuumlichtbogens wieder leicht an.

Der Einsatz eines einfachen sinusförmigen RLC-Reihenschwingkreises zur Erzeugung des Strom-Null-Impulses stellt hier aufgrund des Verlaufs seiner Steilheit zum Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs (Ableitung seines Stromverlaufs nach der Zeit ergibt eine Kosinusfunktion) und seiner vergleichsweise geringen Komplexität ein Optimum dar. Je nach Höhe der Netz- und Kondensatorspannung kann die Resonanzfrequenz im ein- bis zweistelligen kHz-Bereich gewählt werden.

Nachteilhaft bei dieser Impulsform ist die benötigte separate Spannungsquelle zur Aufladung des Kondensators im parallelen Kommutierungspfad, die deutlich höhere Spannungen als die Netzspannung isolieren können muss⁶¹.

- Beim Einsatz eines „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impulses (positiv vorgeladener Kondensator) durch einen einfachen RLC-Reihenschwingkreis im parallelen Kommutierungspfad wird der Strom in der Vakuumschaltröhre im Hauptpfad in der ersten Schwingungshalbwelle kurzzeitig auf mehr als den doppelten Wert erhöht. Ein Stromnulldurchgang im Hauptpfad kann erst in der zweiten Schwingungshalbwelle erfolgen, nachdem der Kondensator negativ bezogen auf die Stromflussrichtung im Hauptstrompfad umgeladen wurde.

⁶¹ Die Aussage bezieht sich auf einen einfachen unidirektionalen mechanischen Gleichstromschalter mit nur einem Schaltgerät im Hauptstrompfad. Bei einer entsprechend aufwendigeren Verschaltung mit mehreren mechanischen Schaltgeräten im Hauptstrompfad und einem Mittelabgriff für den Kommutierungspfad ist bei einer geeigneten Ansteuerung auch eine Aufladung über das angeschlossene Gleichstromnetz möglich (vgl. z.B. Abbildung 2.14).

Durch die damit kurzzeitig auftretende hochfrequente Belastung der Schaltstrecke wird die Stromunterbrechungsfähigkeit einer Vakuumschaltröhre mit einem AMF-Kontaktsystem deutlich herabgesetzt.

Zur sicheren Stromunterbrechung ist ein paralleler RLC-Reihenschwingkreis mit größeren Elementen (ggf. auch einer höheren Kondensatorspannung) und einer niedrigeren Resonanzfrequenz notwendig, damit die Stromsteilheit im Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre keine zu hohen Werte annimmt. Bei dem untersuchten Vakuumschaltröhrentyp mit AMF-Kontaktsystem lag der Wert bei ca. $200 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$.

Ein wesentlicher Vorteil bei der Verwendung eines „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impulses zeigt sich bei der Aufladung des Kondensators. Anstelle einer zusätzlichen Spannungsquelle kann der Kondensator direkt über das angeschlossene Gleichspannungsnetz aufgeladen werden. Weiterhin wird der Kondensator im parallelen Kommutierungspfad während eines Ausschaltvorgangs wieder auf seinen Initialzustand aufgeladen, sodass eine unmittelbare erneute Stromunterbrechung möglich ist.

- Ein „indirekter“ sägezahnförmiger Strom-Null-Impuls mit einer annähernd konstanten Stromsteilheit zum Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs in der Vakuumschaltröhre kann durch einen Kettenleiter erzeugt werden. Mit einem solchen Strom-Null-Impuls kann die Aufladung der Kondensatoren im Kommutierungspfad über das angeschlossene Gleichspannungsnetz erfolgen, wobei die Stromunterbrechungsfähigkeit der Vakuumschaltröhre bei dieser Impulsform um einiges besser als bei einem „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls ist. Im Vergleich zu einer sinusförmigen Impulsform mit einer hohen Stromsteilheit bei niedrigen Ausschaltströmen und einer niedrigen Steilheit bei hohen Strömen kann bei einer sägezahnförmigen Stromform sowohl bei niedrigen als auch bei hohen Ausschaltströmen eine moderate Stromsteilheit beim Stromnulldurchgang eingestellt werden. Ein dreistufiger Kettenleiter bietet dabei einen guten Kompromiss zwischen Verbesserung der Unterbrechungsfähigkeit und zusätzlichem Schaltungsaufwand.
- Aufgrund des rotationssymmetrischen Aufbaus einer kommerziellen Vakuumschaltröhre hat die Stromrichtung keinen nennenswerten Einfluss auf das Ausschaltvermögen. Sowohl der feststehende als auch der bewegliche Kontakt der Vakuumschaltröhre können Anode oder Kathode beim Einprägen des Strom-Null-Impulses sein. Der Aufbau eines bidirektionalen Gleichstromschalters ist daher mit einer kommerziell verfügbaren Vakuumschaltröhre problemlos möglich.
- Ein Schalterdesign eines einfachen bidirektionalen mechanischen Gleichstromschalters (ggf. mit einem vorgelagerten Trennschalter) mit nur einem Schaltgerät – für höhere Spannungen evtl. auch mehrere in Serie – im Hauptstrompfad sowie nur einem RLC-Reihenschwingkreis im parallelen Kommutierungspfad

ist unter Berücksichtigung des Strom-Null-Impulsverhaltens einer Vakuumschaltröhre bei einem „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls umsetzbar. Erfolgt der Stromfluss in die eine Richtung, so „sieht“ die Vakuumschaltröhre im Schaltfall einen „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls. Bei einem Stromfluss in entgegengesetzter Richtung erfährt die Vakuumschaltröhre beim Schaltvorgang einen „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls. Es ist also nicht erforderlich, bei einer Änderung der Lastflussrichtung den Kondensator im parallelen Kommutierungspfad umzuladen.

- Erfolgt im ersten oder zweiten Stromnulldurchgang keine Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre, so steigt der Strom im Hauptpfad durch den sinusförmigen Strom-Null-Impuls deutlich über den Wert des Ausschaltstroms an. Die kurzzeitig hochfrequente Überlastung der Schaltstrecke der Vakuumschaltröhre bewirkt, dass diese bei nachfolgenden Stromnulldurchgängen ein ähnliches Verhalten wie bei einem „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls aufweist. Das Stromunterbrechungsverhalten einer Vakuumschaltröhre im dritten, vierten oder einem nachfolgenden Stromnulldurchgang ist damit schlechter als beim ersten Nulldurchgang.

Es ist empfehlenswert das Design eines mechanischen Gleichstromschalters mit einer Vakuumschaltröhre auf eine Stromunterbrechung im ersten Stromnulldurchgang auszulegen. Zum einen bedeutet eine Stromunterbrechung im dritten, vierten oder einem späteren Stromnulldurchgang keinen nennenswerten Zeitvorteil⁶², und zum anderen muss im elektrischen Energiespeicher im parallelen Kommutierungspfad ausreichend Energie vorhanden sein, um trotz der Schwingkreisdämpfung mehrere Stromnulldurchgänge zu erzeugen.

- Findet eine Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre bei einem ungeradzahigen Stromnulldurchgang ($n = 2 \cdot k + 1$ für $k \in \mathbb{N}_0$) statt, so erfährt die Vakuumschaltröhre einen negativen Spannungssprung. Eine Unterbrechung während eines geradzahigen Stromnulldurchgangs ($n = 2 \cdot k$ für $k \in \mathbb{N}_0$) bewirkt einen positiven Sprung. Der Spannungssprung (Höhe, Steilheit, Anstiegszeit etc.) wird dabei maßgeblich von der Kondensatorspannung zum Zeitpunkt der Stromunterbrechung und den Elementen des Kommutierungspfades bestimmt. Der in den experimentellen Untersuchungen betrachtete Vakuumschaltröhrentyp mit AMF-Kontakten zeigte bei einer geeigneten Auslegung der Stromsteilheit beim Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre keinen nennenswerten negativen Einfluss. Ein „Überschießen“ – Strom-Null-Impuls mit „zu

⁶² In einigen Veröffentlichungen wird eine Stromunterbrechung in einem „späteren“ Stromnulldurchgang als möglicher Zeitvorteil genannt, da so dem Antrieb des mechanischen Schalters im Hauptstrompfad mehr Zeit zum Aufbau des Kontakthubs gegeben wird. Da sich allerdings die Frequenz des eingepprägten Strom-Null-Impulses im kHz-Bereich befindet, liegt der zeitliche Unterschied von einem zum nächsten Stromnulldurchgang im Bereich weniger Mikrosekunden und bewirkt bei heutzutage verfügbaren Schalterantrieben einen vernachlässigbar geringen Anstieg des Kontakthubs.

hoher“ Amplitude bei akzeptabler bzw. handhabbarer Stromsteilheit im Null-durchgang – scheint daher unproblematisch zu sein.

- In den experimentellen Untersuchungen zeigte der Vakuumschaltröhrentyp mit dem RMF-Topfkontaktsystem bei der Strom-Null-Impulseinprägung eines „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impulses eine erheblich schlechtere Unterbrechungsfähigkeit als die Vakuumschaltröhre mit AMF-Kontakten. Mit den verwendeten Parametern des parallelen RLC-Reihenschwingkreises (Resonanzfrequenz im kHz-Bereich) konnten keine Ströme von $i_{VS} > 8 \text{ kA}$ unterbrochen werden. Der bei höheren Strömen kontrahierte Vakuumlichtbogen bewirkt eine deutlich höhere Metaldampfdichte als ein diffuser Lichtbogen, sodass die Stromunterbrechung bei hohen Stromsteilheiten im Stromnulldurchgang extrem erschwert wird.

Für das Design eines mechanischen Gleichstromschalters mit einer Vakuumschaltröhre erscheinen RMF-Kontaktsysteme⁶³ somit eher ungeeignet, da für eine sichere Stromunterbrechung erheblich geringere Stromsteilheiten als bei einer Vakuumschaltröhre mit AMF-Kontakten erforderlich sind und sich dies negativ auf die Größe des parallelen RLC-Reihenschwingkreises auswirkt.

- Die Ergebnisse der experimentellen Untersuchungen an der Vakuumschaltröhre mit RMF-Topfkontakten deuten darauf hin, dass eine Vakuumschaltröhre mit Platten- oder Knopfkontakten – Kontakte ohne Beeinflussung des Vakuumlichtbogens – ebenfalls keine gute Wahl für den Einsatz in einem mechanischen Gleichstromschalter mit aktivem Schwingkreis ist. Da sich der Vakuumlichtbogen beim Einsatz dieser Kontakte bei höheren Strömen ebenfalls zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung in einem kontrahierten Zustand befindet, spricht dies für ein schlechtes Schaltvermögen bei einem eingepprägten Strom-Null-Impuls mit einer Frequenz im kHz-Bereich.
- Aufgrund der Angaben in der Literatur – die Autoren der Veröffentlichungen [BMM 1988], [NMY 2008] oder [NYM 2010] beschreiben beispielsweise, dass bei kurzen Lichtbogenzeiten (ungefähr $< 3 \text{ ms}$ ⁶⁴) hohe Ströme schlechter un-

⁶³ Da die Leistungsgrenze des untersuchten Vakuumschaltröhrentyps mit RMF-Topfkontakten während der Ausschaltversuche nicht ausgereizt und die Kontakte damit nicht überlastet wurden, besteht die Vermutung, dass RMF-Spiralkontakte, die bei den untersuchten Stromhöhen ein ähnliches Verhalten (kontrahierter Lichtbogen, Laufbewegung des Lichtbogens, hohe Metaldampfdichte etc.) besitzen, ein vergleichbares Strom-Null-Impulsverhalten aufweisen. Im Rahmen dieser Arbeit wurden allerdings keine Vakuumschaltröhren mit RMF-Spiralkontakten untersucht. Dies gilt es daher in einer weiterführenden Arbeit nachzuweisen.

⁶⁴ Aus der einschlägigen Fachliteratur ist bekannt, dass bei hohen Strömen unmittelbar nach der Kontaktöffnung zunächst noch metallische Brücken existieren, die bei einem Kontaktabstand von ca. $1 \dots 2 \text{ mm}$ aufbrechen und sich der Vakuumlichtbogen ausbildet. Der Lichtbogen startet dabei an der Stelle der letzten aufbrechenden metallischen Verbindung und ist so kurzzeitig bis zum Wirken des Kontaktsystems an einer Stelle konzentriert. Ein ausreichender Kontaktabstand für eine sichere Stromunterbrechung resultiert somit je nach Geschwindigkeit des Antriebs in einer entsprechenden Lichtbogenzeit.

terbrochen werden können – und der beschränkten Schaltgeschwindigkeit des verwendeten Antriebs für die Vakuumschaltröhre sowie der Forderung eines minimalen Kontakthubs von ≥ 4 mm wurden bei den experimentellen Untersuchungen Lichtbogenzeiten von ca. 5...9 ms eingestellt. Bei den Ausschaltversuchen konnte kein nennenswerter Einfluss der Lichtbogenzeit in dem genannten Zeitbereich auf das Löschverhalten der Vakuumschaltröhre festgestellt werden.

Da es im Fehlerfall in einem Gleichstromnetz zu einem raschen Stromanstieg (siehe Kapitel 2) kommt, ist eine schnelle Fehlerabschaltung wünschenswert. Lange Lichtbogenzeiten sind damit nicht sinnvoll und auch nicht erforderlich.

6 Energieabsorber / Überspannungsableiter des Gleichstromschalters

Das Unterbrechen von Gleichströmen ist neben dem Fehlen eines Nulldurchgangs im Strom von einem weiteren gravierenden Unterschied im Vergleich zum Schalten von Wechselströmen geprägt. Bei jedem Ausschaltvorgang muss die zum Zeitpunkt des Schaltvorgangs im Gleichstromsystem vorhandene Energie von dem Gleichstromschalter aufgenommen werden. Im Allgemeinen stehen dafür zwei verschiedene Methoden zu Verfügung. Zum einen kann die elektrische Energie beim Schaltvorgang im Schaltlichtbogen als Gasentladung (Plasma) in Form von thermischer Energie (Wärme) und Strahlungsenergie (infrarote, sichtbare und ultraviolette Strahlung) umgesetzt werden. Zum anderen kann der Strom während des Schaltvorgangs auf einen energieraufnehmenden Strompfad kommutiert und die Energie dort von einem Überspannungsableiter bzw. Energieabsorber aufgenommen werden.

Typischerweise wird nur bei mechanischen Gleichstromschaltern mit Löschkammern und Lichtbogenhörnern der entstehende Lichtbogen beim Schalten zum Abbau der Systemenergie ausgenutzt (siehe Kapitel 2.4.1). In allen anderen Gleichstromschaltkonzepten wird die Energie von einem energieraufnehmenden Strompfad aufgenommen (siehe Kapitel 2.4.2, 2.4.3, 2.5 und 2.6). Für die Aufnahme der elektrischen Energie in einem energieraufnehmenden Strompfad sind verschiedene Varianten möglich. In der Literatur werden dazu Beispiele von Gleichstromschaltern mit linearen, nichtlinearen, temperatur- oder spannungsabhängigen Widerständen genannt. Dies können beispielsweise Energieabsorber mit ohmschen Widerständen, Überspannungsableiter mit Funkenstrecken in Reihe zu Ableiterwiderständen aus Thyrite® oder Siliziumkarbid (SiC), aber auch funkenstreckenlose Überspannungsableiter aus Metalloxid-Varistoren (MOV) sein. Heutzutage sind Überspannungsableiter mit funkenstreckenlosen Metalloxid-Ableitern der Stand der Technik und damit die bevorzugte Wahl.

Überspannungsableiter mit Metalloxid-Varistoren zeichnen sich durch ihre extrem nichtlineare Spannungs-Strom-Kennlinie – auch U - I -Kennlinie genannt – aus. Die Kennlinie des verwendeten MO-Varistortyps „E99SR113“ der Firma Siemens AG ist in **Abbildung 6.1** zu sehen. Auf der Abszisse ist der Strom im logarithmischen Maßstab dargestellt. Der Scheitelwert der Spannung ist im linearen Maßstab auf der Ordinate aufgetragen.

Im Bereich sehr kleiner Stromwerte befindet sich der MOV im sogenannten Leckstrombereich. Hier besitzt der Überspannungsableiter ein verhältnismäßig lineares Verhalten, und es fließt nahezu kein Strom über ihn. Typischerweise befindet sich in diesem Bereich die Dauerspannung U_C . An den Leckstrombereich schließt sich der Bereich größter Nichtlinearität an. In diesem Bereich der U - I -Kennlinie wird der Ableiter nur bei kurzzeitigen betriebsfrequenten Überspannungen betrieben. Der Bereich hoher Ströme ist wieder durch eine geringere Nichtlinearität gekennzeichnet. In diesem Bereich der Kennlinie liegt die Restspannung⁶⁵ $U_{\text{res}, 10 \text{ kA}}$. Dieser Kennlinienbereich wird z.B. bei Blitzentladungen oder Schalthandlungen im Netz erreicht.

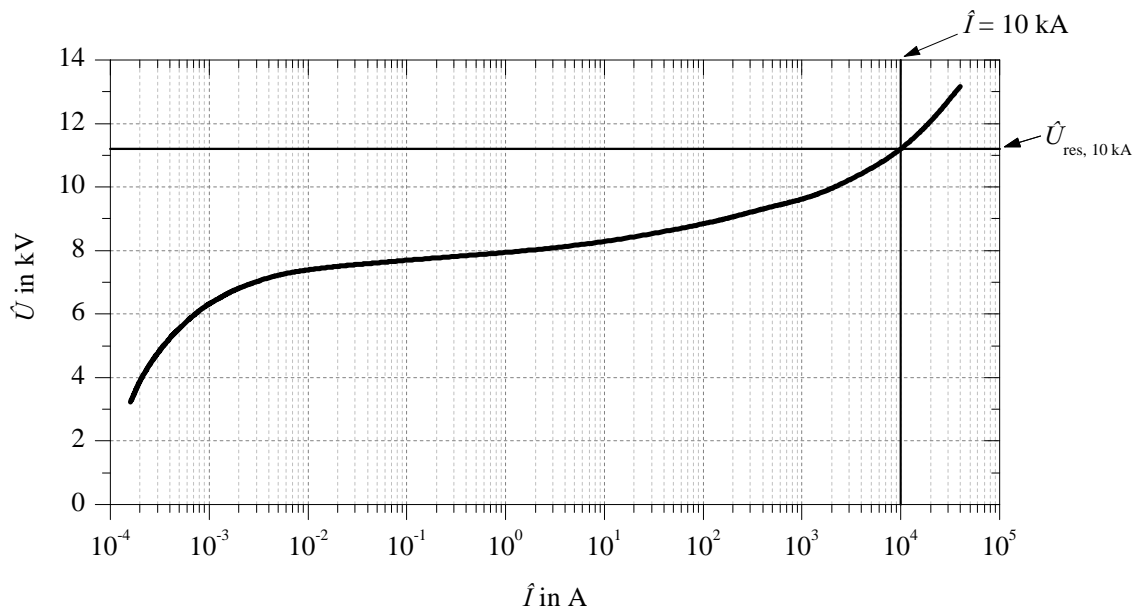


Abbildung 6.1: U - I -Kennlinie des verwendeten MO-Varistortyps „E99SR113“ der Firma Siemens AG

Für weitere Details zu Metalloxid-Ableitern sei hier auf die entsprechende Literatur (siehe z.B. [Hin 2011], [ABB 2011], [Tuc 2015]) verwiesen.

Für die Energieaufnahme bei einem Schaltvorgang eines Gleichstromschalters sind unterschiedliche Positionen für einen oder mehrere Energieabsorber möglich. Häufig wird ein energieaufnehmender Strompfad parallel zum Hauptpfad des Gleichstromschalters geschaltet (siehe z.B. mechanischer Gleichstromschalter in Abbildung 2.7, Gleichstrom-Halbleiterschalter in Abbildung 2.18 oder hybrider Gleichstromschalter in Abbildung 2.23). Alternativ können auch vor und hinter dem Gleichstromschalter energieaufnehmende Strompfade als eine Art Freilaufpfad (die Überspannungsableiter sind ggf. mit Dioden in Reihe geschaltet) angeschlossen werden (siehe z.B. Abbildung 2.14, [DIP 1979], [Gre 1997], [ST 2012], [ST 2014]).

⁶⁵ Diese Restspannung entspricht dem Scheitelwert der Spannung bei einem Stoßstromimpuls mit der Impulsform $8/20 \mu\text{s}$ und einem Scheitelwert des Impulses von 10 kA (siehe [IEC 60099-4]).

6.1 Belastung des Energieabsorbers / Überspannungsableiters

Die in einem idealen Gleichstromnetzwerk (siehe z.B. Abbildung 4.2 links bzw. Abbildung A.2) zum Schaltzeitpunkt vorhandene Energie, die vom energieaufnehmenden Strompfad eines Gleichstromschalters nahezu vollständig aufgenommen werden muss, setzt sich prinzipiell aus zwei Anteilen zusammen. Dies ist zum einen die Energie in der Systeminduktivität $W_{L_{DC}}$ (magnetische Energie) und zum anderen die Energie $W_{U_{DC}}$, die von der Netzspannungsquelle U_{DC} (inklusive eventuell vorhandener paralleler Kapazitäten) während des Ausschaltvorgangs nachgespeist wird. Die beiden Anteile lassen sich durch Gleichung 6.1 und 6.2 ausdrücken.

$$W_{L_{DC}} = \frac{1}{2} \cdot L_{DC} \cdot i_{DC}^2 \quad (6.1)$$

$$W_{U_{DC}} = \int_0^t U_{DC}(t) \cdot i_{DC}(t) dt \quad (6.2)$$

Die gesamte Energie W_{DC} kann mathematisch durch die Energiebilanzgleichung

$$W_{DC} = W_{L_{DC}} + W_{U_{DC}} = \underbrace{\int_0^t u_{MOV}(t) \cdot i_{DC}(t) dt}_{W_{MOV}} + \underbrace{\int_0^t R_{DC} \cdot i_{DC}^2(t) dt}_{W_{R_{DC}}} \quad (6.3)$$

beschrieben werden und wird hauptsächlich vom Überspannungsableiter im energieaufnehmenden Strompfad (W_{MOV} im linken Teil von Gleichung 6.3) aufgenommen. Ein vernachlässigbar geringer Anteil wird im Widerstand R_{DC} ⁶⁶ des Netzes ($W_{R_{DC}}$ im rechten Teil von Gleichung 6.3) in thermische Energie (Wärme) umgesetzt.

Wie schon im Kapitel 4.1.1 angedeutet, ergeben sich damit für den Überspannungsableiter im Gleichstromschalter je nach verwendetem Prüfkreis unterschiedliche Belastungen. In [Bel 2016] und [BS 2017] werden die unterschiedlichen Energieeinträge in den Überspannungsableiter bei einem Fehlerstrom für verschiedene Prüfkreise mit einer idealen Spannungsquelle verglichen. Dabei wird bei allen Prüfkreisen der Stromanstieg des Fehlerstroms durch den Einsatz einer gleich großen Systeminduktivität angenommen. Durch diese Annahme ist nach [Bel 2016] und [BS 2017] bei den Prüfkreisen mit einem geladenen Energiespeicher (aufgeladene Induktivität oder Kapazität), bei denen während des Prüfzyklus keine zusätzliche Energie in das System eingespeist wird, die Belastung des Überspannungsableiters am niedrigsten.

⁶⁶ Hinweis: U_{DC} entspricht der Nennspannung des Gleichspannungsnetzes und nicht der Spannung $U_{R_{DC}}$ am Widerstand R_{DC} des Netzes.

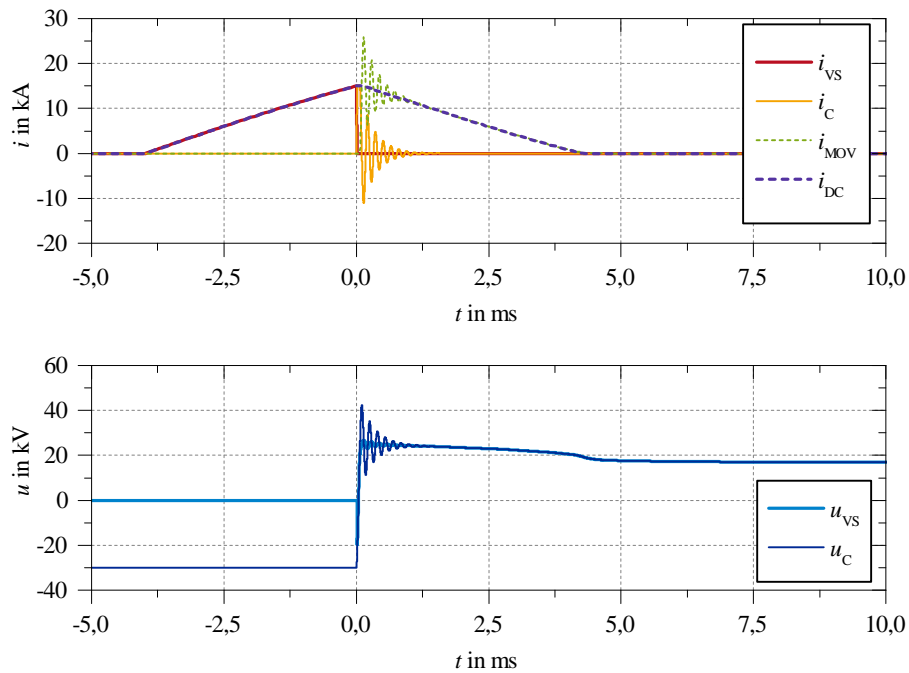


Abbildung 6.2: Simulation einer erfolgreichen Fehlerabschaltung ($\hat{i}_{DC} = 15 \text{ kA}$) in einem Prüfkreis mit LC-Schwingkreis nach Abbildung A.5 (links)

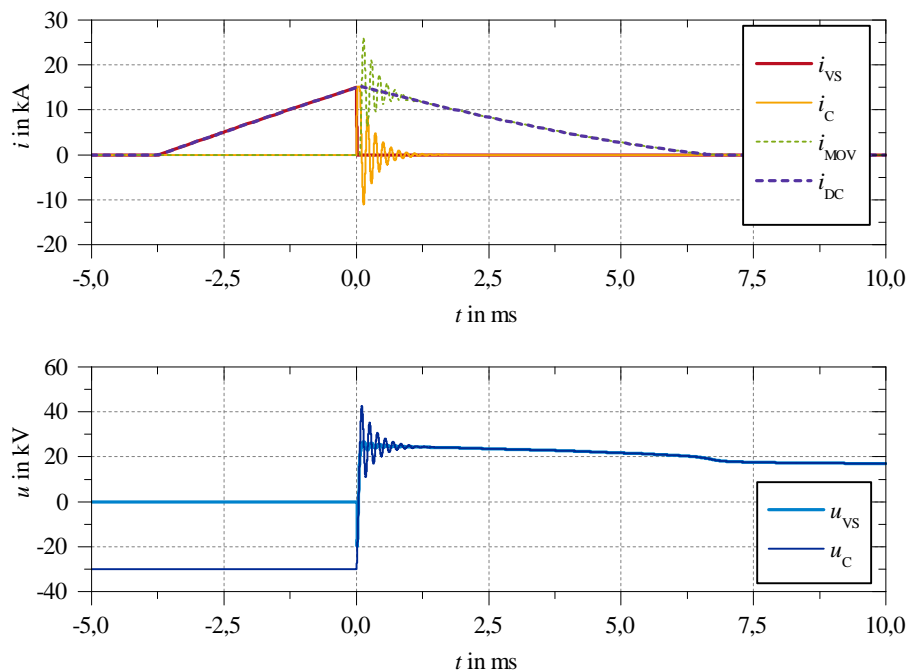


Abbildung 6.3: Simulation einer erfolgreichen Fehlerabschaltung ($\hat{i}_{DC} = 15 \text{ kA}$) in einem Prüfkreis mit idealer Gleichspannungsquelle nach Abbildung A.2

Zur Verdeutlichung des Unterschieds sind in den **Abbildungen 6.2** und **6.3** exemplarisch die Strom- und Spannungsverläufe von i_{VS} , i_C , i_{MOV} , i_{DC} , u_{VS} und u_C von zwei Simulationen bei einem ansteigenden Fehlerstrom⁶⁷ und dem durchgeführten Ausschaltvorgang eines mechanischen Gleichstromschalters mit einer Vakuumschaltröhre (nach Abbildung 4.1) dargestellt. Dazu wurde ein Prüfkreis mit einem aufgeladenen Kondensator (Abbildung 6.2, Prüfkreis nach Abbildung A.5 links) sowie ein Prüfkreis mit einer idealen Spannungsquelle (Abbildung 6.3, Prüfkreis nach Abbildung A.2) simuliert. Bei beiden Simulationen⁶⁸ wurde ein Gleichspannungsnetz mit einer Nennspannung von $U_{DC} = 15 \text{ kV}$ und einer Induktivität von $L_{DC} = 3,6 \text{ mH}$ sowie ein identischer Aufbau des Gleichstromschalters ($R_C = 0,055 \Omega$, $L_C = 33,2 \mu\text{H}$, $C_C = 16,5 \mu\text{F}$, $u_C(0) = 30 \text{ kV}$) angenommen. Der „direkte“ Strom-Null-Impuls zur Stromunterbrechung wurde bei einem Fehlerstrom von $\hat{i}_{DC} = 15 \text{ kA}$ zugeschaltet. In beiden Simulationen wurde der Überspannungsableiter des energieaufnehmenden Strompfads durch die Implementierung der U - I -Kennlinie des verwendeten MO-Varistortyps (siehe Abbildung 6.1) mit einer Restspannung von $U_{res, 10 \text{ kA}} = 24 \text{ kV}$ modelliert.

Beim direkten Vergleich der beiden Simulationen wird deutlich, dass sich die Stromkommutierung aus dem Hauptstrompfad auf den parallelen Kommutierungspfad und anschließend auf den energieaufnehmenden Strompfad analog verhält bzw. nahezu identisch ist. Die Belastung der Vakuumschaltröhre im Hauptstrompfad ist somit vergleichbar. Deutliche Unterschiede ergeben sich in diesem Fall allerdings beim Energieeintrag in den Überspannungsableiter. Der keilstoßförmige Stromimpuls in den energieaufnehmenden Strompfad ist beim Prüfkreis mit der idealen Spannungsquelle erheblich länger. Der längere Stromfluss bei einer idealen Spannungsquelle erfordert folglich auch eine deutlich höhere Energieaufnahme bzw. Belastung des Überspannungsableiters.

Dieses Verhalten der beiden unterschiedlichen Prüfkreise lässt sich wie folgt erklären. Bei der Stromunterbrechung in einem Prüfkreis mit einer idealen Spannungsquelle wird die durch die Netzinduktivität L_{DC} entstehende Überspannung durch den Überspannungsableiter im energieaufnehmenden Strompfad in ihrer Höhe begrenzt. Dabei ist die Spannung des Überspannungsableiters u_{MOV} größer als die Spannung der Netzspannungsquelle u_{DC} , sodass sich der Potentialunterschied zwischen u_{MOV} und u_{DC} aus der Spannung $u_{L_{DC}}$ der Netzinduktivität und dem ohmschen Spannungsfall $u_{R_{DC}}$ des Netzes zusammensetzt. Der Strom in den zu diesem Zeitpunkt

⁶⁷ Hinweis: In den beiden Simulationen sind die Verläufe der ansteigenden Fehlerströme aufgrund der verschiedenen Prüfkreise nur näherungsweise gleich. Da der Prüfstrom i_{DC} in Abbildung 6.2 durch einen RLC-Reihenschwingprüfkreis (vgl. Abbildung 4.6) erzeugt wird, nimmt die Stromsteilheit des Fehlerstroms mit zunehmender Stromhöhe immer stärker ab. In Abbildung 6.3 wird der Strom i_{DC} aus einer idealen Gleichspannungsquelle gespeist, sodass die Stromsteilheit im betrachteten Zeitintervall nahezu konstant bleibt, da der stationäre Endwert des Kurzschlussstroms deutlich größer ist als der Stromscheitelwert des RLC-Reihenschwingprüfkreises.

⁶⁸ Die Werte für die Simulation (z.B. Netzspannung, Ausschaltstrom, Induktivität, Restspannung des Überspannungsableiters etc.) basieren nicht auf einer tatsächlichen Konfiguration, sondern sind nur ein theoretisches Beispiel für ein mögliches Gleichspannungsnetz.

vorhandenen relativ gut leitfähigen energieaufnehmenden Strompfad wird nun aus dem Abbau der Energie der Netzinduktivität sowie zusätzlicher Energie aus der idealen Spannungsquelle gespeist. Dabei wird der Stromfluss solange aufrechterhalten, bis die Energie der Netzinduktivität abgebaut, u_{LDC} zu Null wird und u_{MOV} am Überspannungsableiter nahezu auf den Wert der Netzspannung abgefallen ist. Der Strom wird dann zu Null⁶⁹, da nun der Spannungsfall über dem Schalter dem der Netzspannungsquelle entspricht und der Potentialunterschied damit aufgehoben ist. Nach [BS 2017] hängt die Zeit des Stromflusses dabei von der Höhe des Potentialunterschiedes ($u_{\text{MOV}} - u_{\text{DC}}$) ab. Ein hoher Schutzpegel des Überspannungsableiters bewirkt einen höheren Potentialunterschied und eine kurze Zeitspanne, bis der Strom im Überspannungsableiter zu Null wird. Durch den hohen Schutzpegel des Überspannungsableiters im energieaufnehmenden Strompfad werden jedoch alle anderen Komponenten des Schalters dielektrisch höher beansprucht. Umgekehrt bedeutet ein niedriger Schutzpegel des MOVs (z.B. nur geringfügig über der Netzspannung) einen relativ langen Stromfluss in den Überspannungsableiter. Nimmt nun, wie bei einem Prüfkreis mit einem aufgeladenen Energiespeicher, bei dem während des Prüfzyklus keine zusätzliche Energie in das System einprägt wird (z.B. ein RLC-Reihenschwingprüfkreis nach Abbildung 4.6), die treibende Spannung des Gleichstromprüfkreises – im Falle eines RLC-Reihenschwingprüfkreises betrifft dies die Spannung des Kondensators – ab, so erhöht sich der Potentialunterschied zur Spannung u_{MOV} des Überspannungsableiters. Dadurch verringert sich jedoch auch die Zeit des Stromflusses in den energieaufnehmenden Strompfad, was zur Folge hat, dass die Belastung für den Überspannungsableiter im Vergleich zu einem Prüfkreis mit einer idealen Spannungsquelle erheblich niedriger ausfällt.

Eine vergleichbare Belastung des Energieabsorbers ist zwar auch mit dem Prüfkreis mit einem aufgeladenen Kondensator durch eine Vergrößerung des Energiespeichers möglich, allerdings wird damit der Stromanstieg des simulierten Fehlerstroms beeinflusst. Für Ausschaltuntersuchungen eines Gleichstromschalters mit einem Prüfkreis unter Laborbedingungen müssen somit diese unterschiedlichen Verhaltensweisen der Prüfkreise berücksichtigt und bei der Auswertung der Ergebnisse entsprechend beachtet werden. Wird dies vernachlässigt, so ist die Belastung des energieaufnehmenden Strompfades zu gering, und die Verhältnisse eines realen Gleichstromnetzes werden nicht realitätsnah abgebildet.

Ziel der Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit waren Erkenntnisse zum Strom-Null-Impulsverhalten von Vakuumschaltröhren. Diese Untersuchungen können unabhängig vom Energieabsorber ausgewertet werden, sodass Betrachtungen des Überspannungsableiters im energieaufnehmenden Strompfad nur ein Nebenaspekt waren. Die Hauptaufgabe der Ableiter war der Schutz der verwendeten Prüfkreise. Bei den Ausschaltversuchen kamen mehrere Ableiter zum Einsatz, die zwar vor und nach den Schaltversuchen auch ausgemessen und anschließend zerstörend geprüft wurden, um

⁶⁹ Der in dieser Betrachtung vernachlässigte Leckstrom des Überspannungsableiters muss noch durch den vorgelagerten Trennschalter des Gleichstromschalters unterbrochen werden.

eine Veränderung der Kennlinie sowie einen negativen Einfluss auf die Ausfallenergie zu detektieren, allerdings erfolgte keine zusätzliche systematische Untersuchung (z.B. Variation der Stromsteilheit, des Stromscheitelwerts, der Impulslänge etc.). Nachfolgend werden nun der Aufbau und die Ergebnisse der Eingangs- und Ausgangsmessung der Überspannungsableiter, die bei den Prüfungen im RLC-Reihenschwingprüfkreis (siehe Kapitel 4.1.2) eingesetzt wurden, vorgestellt. Da es sich bei diesem Prüfkreis um einen Kreis mit einem aufgeladenen Kondensator handelt, ist nach den zuvor erläuterten Einschränkungen bei diesem Prüfkreis klar, dass damit keine reale Nachbildung der Belastung des Ableiters in einem Gleichstromnetz mit einer Spannungsquelle durchgeführt wurde. Die Erkenntnisse sind allerdings dennoch nicht uninteressant, da nach [Tuc 2015] ein steiler Impuls in einen MOV kritischer zu bewerten ist als die Dauer des Energieeintrags, sofern die Ausfallenergie des MOVs nicht überschritten wird. Bei sehr steilen Impulsen bilden sich in einem MOV nur sehr wenige Strompfade im Material aus, sodass diese einzelnen Pfade extrem belastet werden. Ein sehr steiler Stromanstieg in Verbindung mit einem relativ langen Stromfluss kann somit zu einer Überlastung führen und stellt daher eine kritische, noch nicht systematisch erforschte Belastung für einen MO-Widerstand dar.

6.2 Aufbau des verwendeten Energieabsorbers / Überspannungsableiters

Der Aufbau des verwendeten Energieabsorbers wurde mit MO-Widerständen vom Typ „E99SR113“ der Firma Siemens AG realisiert. MO-Widerstände dieses Typs sind für Impulsbelastungen, jedoch nicht für eine dauerhafte Belastung mit einer Gleichspannung ausgelegt. Bei einer permanenten Belastung mit einer Gleichspannung sind spezielle gleichspannungsfeste MO-Widerstände notwendig. Wird jedoch ein mechanischer Gleichstromschalter nach Abbildung 2.9 verwendet, so können diese für Gleichspannung ungeeigneten MO-Widerstände vom Typ „E99SR113“ dennoch im energieaufnehmenden Strompfad eingesetzt werden. Befindet sich der mechanische Gleichstromschalter im geschlossenen Zustand, so ist der energieaufnehmende Strompfad kurzgeschlossen. Es fließt kein Strom über den Überspannungsableiter. Nach einem erfolgreichen Ausschaltvorgang befindet sich der Gleichstromschalter im geöffneten Zustand. In diesem Zustand wird der Überspannungsableiter durch den vorgelagerten Trennschalter vom angeschlossenen Gleichspannungsnetz galvanisch entkoppelt. Eine dauerhafte Gleichspannungsbelastung wird damit verhindert.

Zum Schutz des Prüfkreises wurden aus einhundert zur Verfügung stehenden MO-Widerständen des genannten Typs mit 99 mm Höhe und 44 mm Durchmesser – ergibt ein Volumen von ca. 339 cm^3 – fünf Überspannungsableiterstacks mit jeweils achtzehn MO-Widerständen aufgebaut. Dabei waren in jedem Ableiterstack sechs Säulen parallel mit jeweils drei MO-Widerständen in Reihe geschaltet. Diese

sechs Säulen wurden zwischen zwei Aluminiumplatten mit zwölf isolierenden GFK-Gewindestäben⁷⁰ verspannt. Die Wahl sowie die Anordnung der MO-Widerstände basierte auf den Anforderungen an den energieaufnehmenden Strompfad,

- die maximale Überspannung während eines Gleichstromschaltvorgangs auf $u_{VS} = u_{MOV} < 40 \text{ kV}$ zu begrenzen,
- bei den Schaltversuchen Gleichströme von bis zu $i_{DC} = 20 \text{ kA}$ zuzulassen,
- die theoretisch maximal im Prüfkreis verfügbare Energie von $W_{DC} \approx 1,35 \text{ MJ}$ (entspricht der maximalen Energie im RLC-Reihenschwingprüfkreis nach Abbildung 4.6) aufzunehmen und eine ausreichende Reserve vorzuhalten, um ggf. auch mehrere aufeinanderfolgende Schaltversuche – z.B. O-C-O Versuche⁷¹ – durchführen zu können.

Die vom Lieferanten spezifizierte Nennenergie eines einzelnen MO-Widerstandes lag bei $W_{MOV,R} = 86 \text{ kJ}$ (ca. $250 \frac{\text{J}}{\text{cm}^3}$), sodass sich damit ein Gesamtenergieaufnahmevermögen eines MO-Ableiterstacks von $W_{MOV} = 18 \cdot 86 \text{ kJ} = 1,548 \text{ MJ}$ ergab. Die U - I -Kennlinie des gesamten MO-Ableiterstacks, die sich aus der Kennlinie in Abbildung 6.1 bei der Serien-Parallelschaltung der MO-Widerstände ergibt, ist in **Abbildung 6.4** dargestellt.

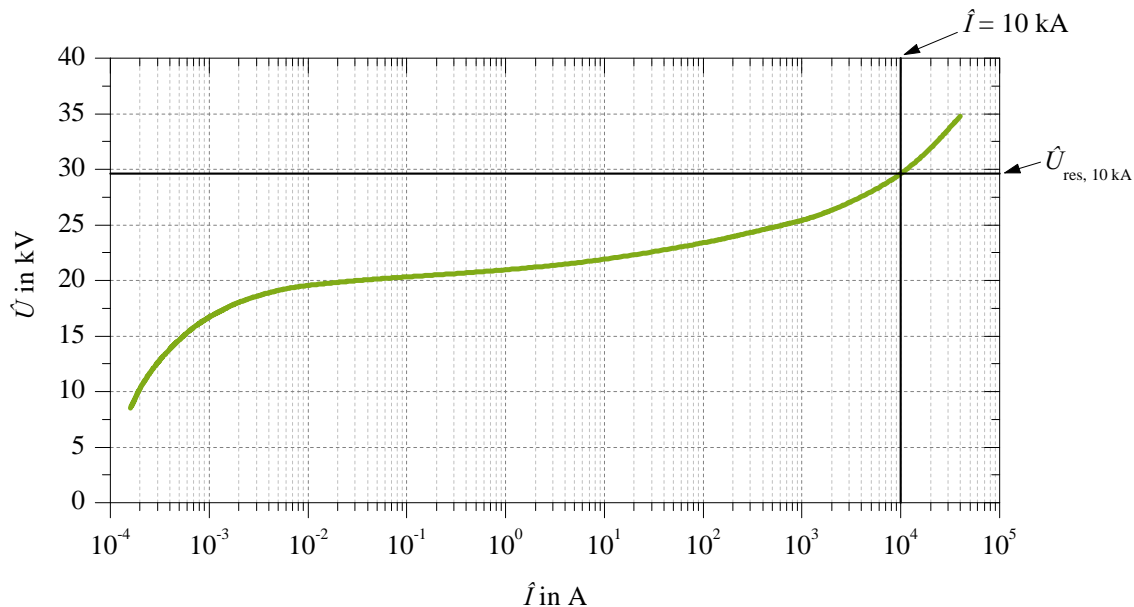


Abbildung 6.4: U - I -Kennlinie des gesamten MO-Ableiterstacks

Für eine gleichmäßige Stromverteilung bei einer Parallelschaltung von MO-Widerständen sind einerseits gleiche MO-Widerstände (bzw. der Gesamt Widerstand der

⁷⁰ GFK = Glasfaserverstärkter Kunststoff

⁷¹ O-C-O steht für „open-close-open“, englisch für „Öffnen-Schließen-Öffnen“

einzelnen Säulen), aber auch gleiche Übergangswiderstände entscheidend. Um einen definierten Anpressdruck sicherzustellen und auch eine gleichmäßige Kontaktierung zu gewährleisten, kamen Aluminiumkontaktscheiben und Tellerfedern – die Tellerfedern wurden elektrisch über ein Kupferband überbrückt – in jeder Säule eines Stacks zum Einsatz. Eine Skizze des Aufbaus sowie ein Foto eines Überspannungsableiterstacks sind in **Abbildung 6.5** zu sehen. Die Aluminiumkontaktscheiben, die Tellerfedern sowie die Kupferbänder zur elektrischen Überbrückung der Tellerfedern sind in der Skizze (Abbildung 6.5 links) nicht dargestellt. Auf dem Foto in Abbildung 6.5 (rechts) sind die unteren Aluminiumkontaktscheiben zu sehen. Da die Tellerfedern und Kupferbänder oben auf den Säulen, unterhalb der Aluminiumplatte, platziert waren, sind sie, wie auch die oberen Aluminiumkontaktscheiben, aus der Perspektive auf dem Foto nicht sichtbar.

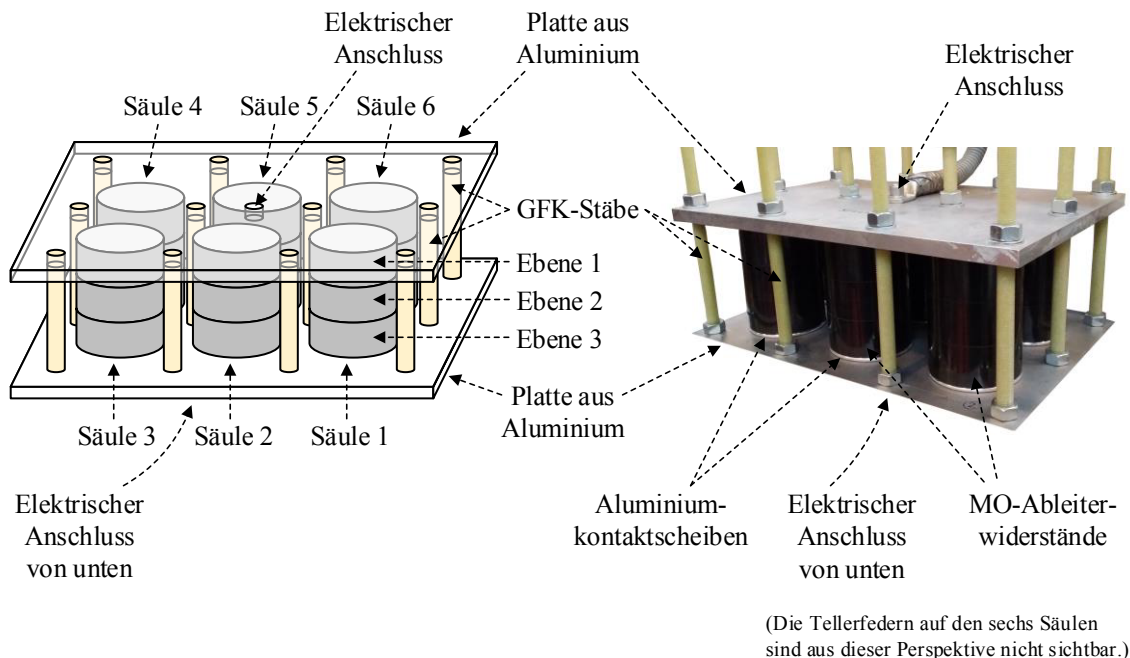


Abbildung 6.5: Skizze des Aufbaus und Foto eines Überspannungsableiterstacks im energieaufnehmenden Strompfad des mechanischen Gleichstromschalters bei den experimentellen Untersuchungen

Neben den mechanischen Maßnahmen zur Sicherstellung einer gleichmäßigen Stromverteilung über die einzelnen Säulen innerhalb eines Ableiterstacks wurde weiterhin bei jedem MO-Widerstand die Restspannung messtechnisch bestimmt. Anschließend erfolgte eine geeignete Sortierung, sodass die Summen der Restspannungen der Säulen eines Stacks nahezu identisch waren. Die Stromverteilung über die einzelnen Säulen eines Stacks wurde im Anschluss durch eine Stromverteilungsmessung überprüft und bei Bedarf die Sortierung der MO-Widerstände optimiert. Für die Stromverteilungsmessung eines Ableiterstacks wurde dazu in jede der sechs parallelen Säulen ein induktiver Strommesssensor eingebaut und eine gleichzeitige Messung

der Ströme in jeder einzelnen Säule durchgeführt. Zum Nachweis der gleichmäßigen Stromverteilung bei den experimentellen Untersuchungen wurden Stoßstromimpulse mit der Impulsform $8/20\ \mu\text{s}$ mit Stromscheitelwerten von 10 kA und 20 kA verwendet (entspricht $\frac{1}{6}$ eines Stoßstromimpulses in jeder Säule). Der Stromanstieg sowie der Scheitelwert dieser Stoßstromimpulse ist vergleichbar mit den kritischen Belastungen während der Gleichstromausschaltversuche. Durch dieses Verfahren konnte sichergestellt werden, dass innerhalb eines Ableiterstacks die Abweichungen im Strom zwischen den einzelnen Säulen unter 3 % lagen.

6.3 Experimentelle Untersuchungen

Vier der fünf Ableiterstacks wurden bei den experimentellen Untersuchungen aus Kapitel 5 eingesetzt. Das erste Stack diente als Referenzstack und wurde keinen Belastungen durch Schalthandlungen ausgesetzt. Dieses Stack wurde daher für Vergleichsmessungen herangezogen. Die Stacks zwei bis fünf kamen bei den Ausschaltuntersuchungen bei verschiedenen Messreihen zum Einsatz. Die zehn übrigen MO-Widerstände ($100 - (3 \text{ in Reihe} \cdot 6 \text{ Säulen} \cdot 5 \text{ Stacks}) = \text{Rest } 10$) waren in keinem Stack eingebaut und können daher ebenfalls als Referenzwiderstände ohne Belastung betrachtet werden.

Das fünfte Stack wurde bei zwei Messreihen verwendet. Nach der ersten Messreihe wurde eine Zwischenmessung durchgeführt und das Stack bei der anschließenden zweiten Messreihe mit umgekehrter Polarität eingesetzt. Ziel dabei war es, eine Beeinflussung der MO-Widerstände durch die Änderung der Stromrichtung zu untersuchen, um so gegebenenfalls Polaritätseffekte festzustellen.

In **Tabelle 6.1** sind die verschiedenen Einsatzfälle zur besseren Übersicht nochmal aufgelistet. Bei den Versuchsreihen wurden Gleichströme von $i_{\text{DC}} = 1 \dots 20 \text{ kA}$ geschaltet, sodass es während der Schaltversuche aufgrund der transienten Überlagerungen zu maximalen Stromscheitelwerten von $\hat{i}_{\text{MOV}} = 17,6 \dots 38,9 \text{ kA}$ und maximalen Scheitelwerten der Spannung von $\hat{u}_{\text{MOV}} = 31,7 \dots 35,2 \text{ kV}$ kam.

Die höchsten Belastungen für den energienehmenden Strompfad traten bei den Schaltversuchen von $i_{\text{DC}} = 20 \text{ kA}$ auf. Je nach verwendeten Elementen im parallelen Kommutierungspfad lagen die Anstiegszeiten⁷² des keilstoßförmigen Stromimpulses in den Überspannungsableiter im Bereich von $t_1 = 8 \dots 50 \mu\text{s}$. Dies entspricht einer Stromsteilheit von $\frac{di_1}{dt} = 0,4 \dots 2,5 \frac{\text{kA}}{\mu\text{s}}$. Die Rückenhalbwertzeiten⁷³ variierten bei diesen Schaltversuchen im Bereich von $t_2 = 0,5 \dots 1,2 \text{ ms}$. Bei den Gleichstromschaltversuchen mit minimaler Induktivität und minimaler Kapazität ($L_C = 4,7 \mu\text{F}$, $C_C = 5 \mu\text{F}$, $f_{0,\text{LC}} \approx 33 \text{ kHz}$) im parallelen Kommutierungspfad kam es daher zu einer

⁷² Anstiegszeit $t_1 = 1,25 \cdot (t_{(i=90\%)} - t_{(i=10\%)})$ (siehe z.B. [Sch 2010])

⁷³ Die Rückenhalbwertzeit t_2 entspricht der Zeit vom virtuellen Nullpunkt des keilstoßförmigen Stromimpulses bis zu dem Zeitpunkt, an dem der Stromimpuls auf den 50 %-Wert seines Stromscheitelwerts abgefallen ist (siehe z.B. [Sch 2010]). Der Anteil der transienten Überlagerungen (Werte von bis zu $\hat{i}_{\text{MOV}} \approx 38,9 \text{ kA}$) wurde dabei vernachlässigt.

Maximalbelastung des Ableiterstacks mit einem keilförmigen Stoßstromimpuls mit der Impulsform 8/1200 μs .

Tabelle 6.1: Übersicht über den Einsatz und die Belastung der verwendeten Überspannungsableiterstacks (Stack Nr. 1 wurde als Referenzstack verwendet und kam daher bei keiner Messreihe zum Einsatz)

Stack Nr.	2	3	4	5
Einsatz bei der Messreihe aus Kapitel	5.2	5.1.4	5.1.2	5.1.1 & 5.1.3
Stromflussrichtung bezogen auf den Gleichstromschalter	positiv	positiv	positiv	positiv & negativ
Maximaler Stromscheitelwert (alle Schaltvorgänge)	17,6 kA	17,9 kA	38,9 kA	37,8 kA & 37,5 kA
Maximaler Spannungsscheitelwert (alle Schaltvorgänge)	32,3 kV	31,7 kV	35,2 kV	34,6 kV & 34,8 kV
Maximaler Einzelenergieeintrag (alle Schaltvorgänge)	650 kJ	410 kJ	780 kJ	750 kJ & 650 kJ
Gesamter Energieeintrag über alle Schalthandlungen	15033 kJ	8007 kJ	33755 kJ	34416 kJ & 27499 kJ
Strom-Null-Impulsform beim Schaltvorgang	sinusförmig	sinus- / sägezahnförmig	sinusförmig	sinusförmig

Wie aus den Abbildungen 4.22, 4.24, 4.26 und 4.28 ersichtlich, unterscheidet sich der Verlauf des Stroms im energieaufnehmenden Strompfad in Abhängigkeit vom verwendeten Strom-Null-Impuls. Zwar ist bei einem sinusförmigen und bei einem sägezahnförmigen Strom-Null-Impuls der grundsätzliche Verlauf des Stroms i_{MOV} ähnlich (eine keilstoßförmige Stromform), jedoch sind die transienten Überlagerungen unterschiedlich. Bei einem sinusförmigen Strom-Null-Impuls lässt sich in der transienten Überlagerung die Resonanzfrequenz des parallelen RLC-Reihenschwingkreises erkennen. Der sägezahnförmige Strom-Null-Impuls bewirkt transienten Überlagerungen im Stromverlauf mit einem breiteren Frequenzspektrum. Diese sind von der verwendeten Kettenleitertopologie abhängig.

Vor dem Aufbau der fünf Überspannungsableiterstacks wurden alle MO-Widerstände mit einem Nennenergieeintrag belastet. Nach [Tuc 2015] ist dies sinnvoll, um fehler-

hafte MO-Widerstände zu identifizieren, die in seltenen Fällen durch variierende Produktionsumstände entstehen und bei Nennenergieeintrag thermisch überlastet werden können. Werden solche fehlerhaften MO-Widerstände nicht identifiziert, so kann dies zu einem Totalausfall des gesamten Ableiterstacks führen.

Um Veränderungen in der U - I -Kennlinie der MO-Widerstände durch die Gleichstromschaltversuche feststellen zu können, wurden bei allen MO-Widerständen vor und nach den Schaltversuchen (Eingangs- und Ausgangsmessung) die Restspannung sowie die Referenzspannung⁷⁴ ausgemessen (bei Stack 5 zusätzlich eine Zwischenmessung vor den Schaltversuchen mit geänderter Stromrichtung).

Mit Hilfe der Restspannung $\hat{U}_{\text{res}, 10 \text{ kA}}$ lassen sich Veränderungen der Kennlinie im Schutzbereich des Überspannungsableiters bestimmen. Da die Restspannung durch einen Stoßstromimpuls mit der Impulsform $8/20 \mu\text{s}$ bestimmt wird, ist eine Betrachtung bei verschiedenen Polaritäten durchaus sinnvoll. Die Eingangsmessungen der MO-Widerstände erfolgten nur in einer Richtung, da bei einem neu gefertigten MO-Widerstand von einer gleichmäßigen Struktur des Materials ausgegangen werden kann, was bedeutet, dass das Ergebnis für beide Polaritäten nahezu identisch ist. Die Ausgangsmessungen sowie die Zwischenmessungen der MO-Widerstände aus Stack 5 wurden in beiden Polaritäten durchgeführt, um eventuell auftretende Polaritätseffekte sichtbar zu machen.

Durch die Messung der Referenzspannung U_{ref} lassen sich Veränderungen der Kennlinie des MO-Ableiters im Leckstrombereich feststellen. Da der Referenzspannungswert als Effektivwert angegeben wird, ist hier bei der Messung eine Unterscheidung der Polarität nicht sinnvoll.

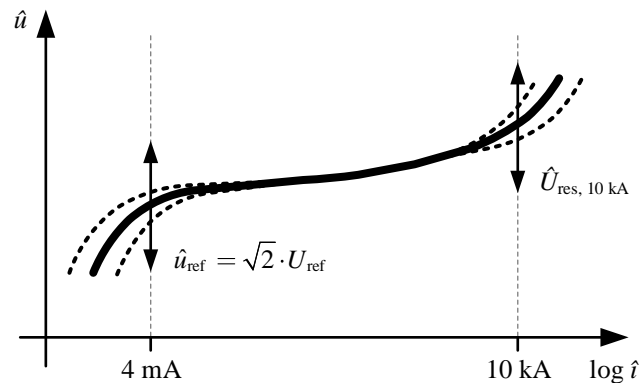


Abbildung 6.6: Vereinfachte Darstellung der Effekte von Kennlinienveränderungen bei MO-Varistoren

⁷⁴ Die Referenzspannung U_{ref} ist definiert als $U(\hat{I}_{\text{ref}})$ und entspricht dem Effektivwert der anliegenden Wechselspannung beim erstmaligen Erreichen des Referenzstromwerts \hat{I}_{ref} in einer der beiden Stromhalbwellen (siehe [IEC 60099-4]). Da der Referenzstrom unsymmetrisch ist, kann der Scheitelwert \hat{I}_{ref} entweder zuerst in der positiven oder in der negativen Stromhalbwelle erreicht werden. Der dazu anliegende Effektivwert der Spannung ist U_{ref} . Der Referenzstrom \hat{I}_{ref} wird vom Hersteller der MO-Widerstände festgelegt und betrug bei den Messungen im Rahmen dieser Arbeit $\hat{I}_{\text{ref}} = 4 \text{ mA}$.

In **Abbildung 6.6** sind noch einmal zur Veranschaulichung die Effekte von Kennlinienveränderungen bei MO-Varistoren schematisch dargestellt. Für weitere Details sei hier auf die entsprechende Fachliteratur verwiesen (siehe z.B. [Tuc 2015]). Die Ergebnisse der Eingangs- und Ausgangsmessungen sind in den **Abbildungen 6.7** und **6.8** dargestellt.

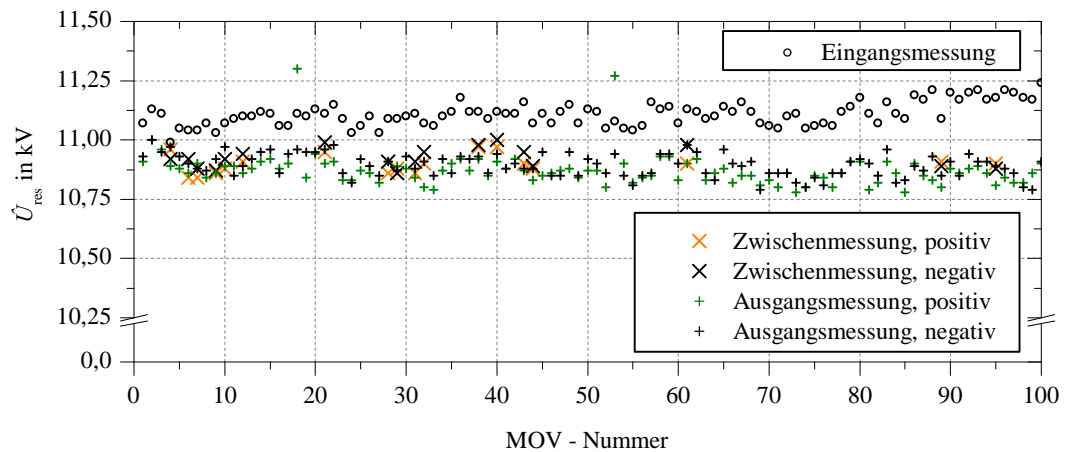


Abbildung 6.7: Ergebnisse der Eingangs-, Zwischen- (nur MO-Widerstände aus Stack 5) und Ausgangsmessungen der Restspannungsmessung der MO-Widerstände⁷⁵

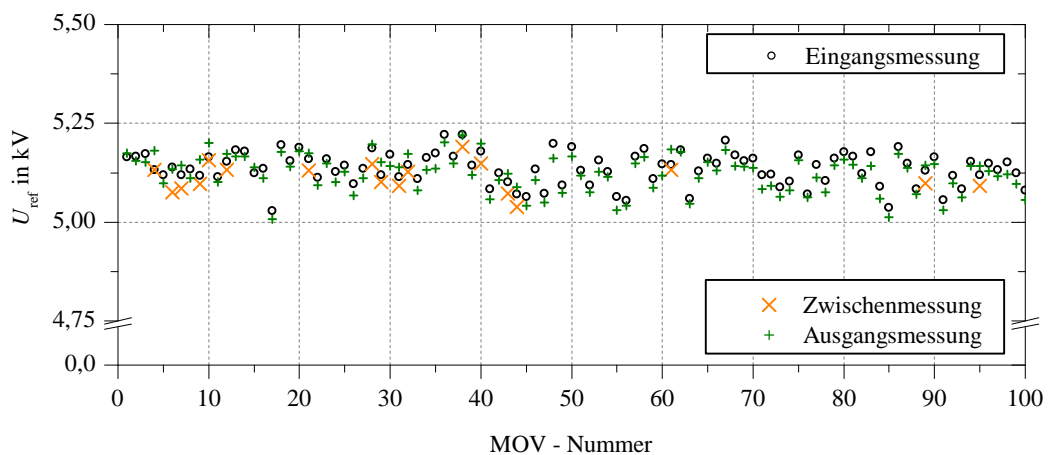


Abbildung 6.8: Ergebnisse der Eingangs-, Zwischen- (nur MO-Widerstände aus Stack 5) und Ausgangsmessungen der Referenzspannungen der MO-Widerstände⁷⁵

⁷⁵ Aufgrund der Ergebnisse – keine signifikanten Unterschiede – und zur besseren Darstellung wurde hier auf eine genaue Zuordnung der einzelnen MO-Widerstände zum betreffenden Ableiterstack sowie deren exakte Position innerhalb des entsprechenden Stacks verzichtet.

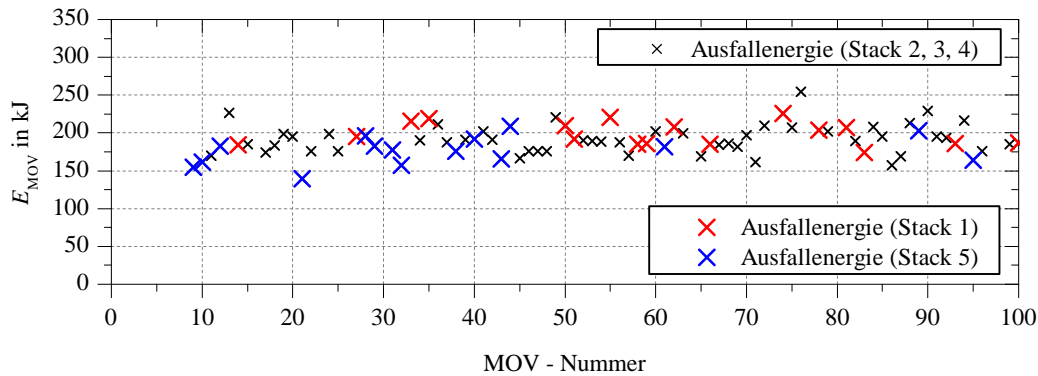


Abbildung 6.9: Ergebnisse der Messungen der Ausfallenergien der MO-Widerstände⁷⁵(MO-Widerstände aus Stack 1 unbelastet / neuwertig)

Zum Abschluss wurde bei allen MO-Widerständen die Ausfallenergie⁷⁶ durch eine zerstörende Prüfung gemessen. Diese Ergebnisse sind in **Abbildung 6.9** zu sehen. Aufgrund eines Einstellfehlers des Messbereichs wurden einige Messpunkte nicht korrekt aufgezeichnet und sind daher in Abbildung 6.9 nicht eingetragen.

In den Ergebnissen der Referenz- und Restspannungsmessung lassen sich keine signifikanten Unterschiede und damit gravierende Veränderungen in der Kennlinie der Überspannungsableiter feststellen. Bei der Restspannungsmessung sind zwar die Werte der Zwischen- und Ausgangsmessung im Vergleich zur Eingangsmessung gesunken, diese Unterschiede liegen allerdings deutlich unter 5 % und befinden sich damit nach der Norm [IEC 60099-4] im Toleranzbereich.

Um eine Reduzierung der Ausfallenergie der MO-Widerstände durch die Ausschaltbelastungen bestimmen zu können, ist ein direkter Vorher-Nachher-Vergleich von großem Interesse. Da die MO-Widerstände von Stack 1 bei keinem Schaltversuch eingesetzt wurden, ist somit der direkte Vergleich von belasteten (Stacks 2...5) und unbelasteten MOVs möglich. In Abbildung 6.9 sind daher die MO-Widerstände von Stack 1 durch rote Kreuze kenntlich gemacht. Die Messergebnisse der Ausfallenergie zeigen ebenfalls keine negativen Einflüsse auf die MO-Widerstände nach den Belastungen durch die Gleichstromschaltversuche. Alle MO-Widerstände liegen deutlich oberhalb ihres Nennenergiewertes von $W_{\text{MOV,R}} = 86 \text{ kJ}$.

Neben den einzelnen MO-Widerständen wurde auch die Stromverteilung zwischen den Säulen innerhalb eines Stacks ausgemessen. Die Abweichungen der Eingangsmessung von unter 3 % zwischen den einzelnen Säulen eines Stacks waren bei den Zwischen- und Ausgangsmessungen tendenziell nochmal geringer, sodass die Schaltversuche eher einen positiven als einen negativen Effekt auf eine gleichmäßige Stromaufteilung bewirkt haben.

⁷⁶ Die Messungen der Ausfallenergie erfolgten analog zu der Methodik in [Tuc 2015] mit Hilfe von Wechselstrombelastungen bis zur mechanischen Zerstörung.

Es sei hier noch darauf hingewiesen, dass alle Messungen an den MO-Widerständen mit Prüfeinrichtungen der Fachgebietes Hochspannungstechnik der Technischen Universität Darmstadt durchgeführt wurden. Details zu den verwendeten Prüfeinrichtungen, wie z.B. den Prüfkreisen, der Messtechnik oder den Auswertemethoden, sind in [Tuc 2015] beschrieben.

6.4 Zusammenfassung der Erkenntnisse

Durch die sehr konservative Auslegung der Überspannungsableiterstacks im energieaufnehmenden Strompfad des Gleichstromschalters konnte bei den Gleichstromschaltversuchen der Schutz des Prüfkreises problemlos sichergestellt werden. Auch haben die Eigenzeiten des Prüfkreises (Zwangspausen von einigen Minuten, abhängig von der Höhe des Prüfstroms zwischen den Schaltversuchen) den MO-Varistoren nach einem Schaltversuch und dem damit verbundenen Energieeintrag Zeit zur Abkühlung gegeben. Mehrfach aufeinanderfolgende Belastungen auf dasselbe Überspannungsableiterstack hatten keine negativen Auswirkungen zur Folge. Unter den genannten Bedingungen und Voraussetzungen konnten keine negativen Veränderungen auf die U - I -Kennlinie, weder im Schutz- noch im Leckstrombereich, auf die Ausfallenergie sowie auf die Stromverteilung innerhalb eines Ableiterstacks festgestellt werden.

Der Überspannungsableiter war zwar für die erfolgreiche Durchführung der Gleichstromschaltversuche elementar wichtig, hat allerdings im Rahmen dieser Arbeit hinsichtlich einer wissenschaftlichen Betrachtung nur eine untergeordnete Rolle übernommen. Es kann daher festgehalten werden, dass die verwendeten MO-Widerstände für den Aufbau eines mechanischen Gleichstromschalters mit einer Vakuumschaltzröhre nach Abbildung 2.9⁷⁷ geeignet sind. Dabei ist zu beachten, dass der Energieeintrag in die einzelnen MO-Widerstände während eines Schaltvorgangs nicht die Ausfallenergie überschreitet und der parallele Kommutierungspfad so ausgelegt ist, dass der Anstieg des keilstoßförmigen Stromimpulses keine unzulässig hohen Werte annimmt.

Eine detaillierte systematische Betrachtung des Überspannungsableiters im energieaufnehmenden Strompfad zur Bestimmung der Grenzen und optimalen Parameter (z.B. Aufbau, Material, Typ, Position im Gleichstromschalter etc.) sollte aufgrund der hier dargestellten Ergebnisse Motivation und Aufgabe für weiterführende Arbeiten sein.

⁷⁷ Die hier eingesetzten und untersuchten MO-Widerstände vom Typ „E99SR113“ sind für Impulsbelastungen ausgelegt. Diese MO-Widerstände sind nicht gleichspannungsfest und deshalb für eine dauerhafte Belastung mit einer Gleichspannung nicht geeignet. Befindet sich der Gleichstromschalter im geöffneten Zustand, so muss der Überspannungsableiter daher vom angeschlossenen Gleichspannungsnetz über einen Trennschalter (S_T in Abbildung 2.9) galvanisch entkoppelt werden.

7 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurden grundlegende Untersuchungen zum Unterbrechen von Gleichströmen für Übertragungs- und Verteilnetze im Bereich der Mittel- und Hochspannung (Ströme im kA-Bereich, Spannungen im Bereich $> 3 \text{ kV}$) durchgeführt. Aufgrund der geringen Verluste im eingeschalteten Zustand, des einfachen Aufbaus, der guten Unterbrechungseigenschaften sowie der relativ kurzen Ausschaltzeiten lag der Fokus dabei auf einem mechanischen Gleichstromschalter mit einem aktiven Kommutierungspfad und einer Vakuumschaltröhre als Kernelement. Ziel der Arbeit war es dabei, die verschiedenen Herausforderungen an einen Gleichstromschalter zu betrachten und die Eignung einer kommerziell verfügbaren Vakuumschaltröhre für diese Anforderungen zu untersuchen. Da Vakuumschaltröhren Wechselstromschaltgeräte sind und zur sicheren Stromunterbrechung einen Nulldurchgang benötigen, lag das Hauptaugenmerk der experimentellen Untersuchungen auf dem Verhalten beim Einprägen des hochfrequenten oszillierenden Strom-Null-Impulses.

Zur Einordnung des betrachteten Schaltprinzips in den Gesamtkontext des Gleichstromschaltens wurden zu Beginn der Arbeit die verschiedenen Möglichkeiten, Gleichströme zu unterbrechen, beschrieben und deren Vor- und Nachteile erläutert. Weiterhin wurden allgemeine Angaben zu Vakuumschaltröhren gemacht und deren Eigenschaften sowie bisherige Untersuchungen zum Gleichstromschalten mit Vakuumschaltröhren vorgestellt.

Eine detaillierte Beschreibung eines Ausschaltvorgangs im verwendeten Prüfkreis, die eingesetzte Messtechnik für die experimentellen Untersuchungen sowie alternative mögliche Prüfkreise und deren Vor- und Nachteile waren die nachfolgenden Themen. Dabei wurden auch die verschiedenen Ausschaltszenarien – erfolgreiche und fehlgeschlagene Schalthandlungen – dargestellt.

Der weitere Fokus lag auf den Ergebnissen und Erkenntnissen der experimentellen Untersuchungen zum Strom-Null-Impulsverhalten von Vakuumschaltröhren sowie den Anforderungen an den energieaufnehmenden Strompfad des mechanischen Gleichstromschalters.

Aus den Ergebnissen der experimentellen Untersuchungen bezüglich des Strom-Null-Impulsverhaltens geht hervor, dass Vakuumschaltröhren sehr gut zur Unterbrechung von Gleichströmen eingesetzt werden können. Dabei haben Vakuumschaltröhren mit einem AMF-Kontaktsystem einen deutlichen Vorteil im Vergleich zu Röhren mit RMF-Topfkontakten (weitere Kontaktsysteme wie z.B. RMF-Spiralkontakte wurden nicht untersucht). Gerade bei hohen Strömen im zweistelligen Kiloamperebereich,

bei denen in einer Vakuumschaltröhre mit einem RMF-Topfkontaktsystem ein kontrahierter Lichtbogen⁷⁸ brennt, kann der durch das axiale Magnetfeld eines AMF-Kontaktes im diffusen Zustand gehaltene Vakuumlichtbogen deutlich besser durch einen hochfrequenten Strom-Null-Impuls unterbrochen werden.

Für eine kommerziell verfügbare Vakuumschaltröhre mit einem AMF-Kontaktsystem konnte gezeigt werden, dass eine Unterbrechung von kleinen Gleichströmen im einstelligen kA-Bereich durch einen Strom-Null-Impuls mit Steilheiten beim Stromnulldurchgang im Bereich von $1 \dots 1,5 \frac{\text{kA}}{\mu\text{s}}$ bei einer Steilheit der wiederkehrenden Spannung von ca. $1,5 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$ problemlos möglich ist. Bei höheren Ausschaltströmen kommt es zunächst zu einer Absenkung des Schaltvermögens (Minimum bei ca. $10 \dots 12 \text{ kA}$), jedoch steigt die zulässige Stromsteilheit beim Stromnulldurchgang durch den steigenden Einfluss des AMF-Kontaktsystems mit weiter zunehmender Stromhöhe wieder leicht an.

Die Vakuumschaltröhre mit den RMF-Topfkontakten zeigt bei den Ausschaltversuchen durch einen Strom-Null-Impuls eine erheblich schlechtere Unterbrechungsfähigkeit. Gleichströme von $i_{\text{VS}} > 8 \text{ kA}$ konnten mit den während der Ausschaltuntersuchungen verwendeten Parametern des parallelen RLC-Reihenschwingkreises (Resonanzfrequenz im kHz-Bereich) nicht erfolgreich unterbrochen werden.

Diese Erkenntnisse bezüglich des Strom-Null-Impulsverhaltens haben einen direkten Einfluss auf die Auslegung des parallelen Kommutierungspfades. Wird eine Vakuumschaltröhre mit AMF-Kontakten im mechanischen Gleichstromschalter eingesetzt, so können höhere Steilheiten des Stroms zum Zeitpunkt des Nulldurchgangs zugelassen werden. Somit ist eine geringere Menge an gespeicherter elektrischer Energie für das sichere Ausschalten eines Gleichstroms erforderlich. Dies hat besonders positive Auswirkungen auf den im Kommutierungspfad verwendeten Kondensator, da dieser wesentlich kleinere Werte und Ausmaße annehmen kann.

Neben den verschiedenen Typen von Kontaktsystemen wurden auch die Stromrichtung durch die Vakuumschaltröhre, die Richtung und Form des Strom-Null-Impulses sowie der Einfluss der Impulsamplitude im Vergleich zum Ausschaltstrom untersucht. Dabei zeigte sich, dass die Richtung des Gleichstroms in der Vakuumschaltröhre keine negativen Auswirkungen hat. Auch ein „Überschießen“ – Strom-Null-Impuls mit zu hoher Amplitude – des Gleichstroms durch den Strom-Null-Impuls ist bei einer geeigneten Auslegung des parallelen Kommutierungspfades mit einer angemessenen Stromsteilheit unproblematisch. Ein erheblicher Einfluss auf das Schaltvermögen zeigte sich jedoch sowohl bei der Form des verwendeten Strom-Null-Impulses als auch dessen Richtung bzw. Anfangspolarität.

Da bei einem mechanischen Gleichstromschalter mit aktivem RLC-Reihenschwingkreis im parallelen Kommutierungspfad üblicherweise ein vorgeladener Kondensator zur Erzeugung des Strom-Null-Impulses verwendet wird und dieser entweder positiv oder negativ bezogen auf die Strom- bzw. Spannungsrichtung im Hauptstrompfad

⁷⁸ Da dies bei hohen Strömen auch für Vakuumschaltröhren mit RMF-Spiral- oder Platten- bzw. Knopfkontakten gilt, liegt die Vermutung nah, dass Vakuumschaltröhren mit solchen Kontaktsystemen ein ähnliches Schaltverhalten aufweisen.

aufgeladen werden kann, wurden im Rahmen dieser Arbeit die Begriffe „direkter“ und „indirekter“ Strom-Null-Impuls eingeführt. Zu einem „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls kommt es, wenn der Kondensator negativ aufgeladen ist und im Schaltfall der Strom-Null-Impuls dem Hauptstrom entgegen gerichtet ist, d.h. der Strom im mechanischen Schaltgerät wird „direkt“ verringert und erfährt einen Nulldurchgang. Bei einem „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls ist der Kondensator im parallelen Kommutierungspfad positiv aufgeladen. Im Schaltfall fließt der Strom-Null-Impuls für eine Stromhalbwelle in die gleiche Richtung wie der Gleichstrom im Hauptstrompfad, sodass der Kondensator im parallelen Kommutierungspfad umgeladen wird. Da der Kondensator nun nach der ersten Stromhalbwelle bezogen auf die Stromrichtung im Hauptstrompfad des Schalters negativ aufgeladen ist, erfolgt der zur Stromunterbrechung benötigte Stromnulldurchgang erst in der zweiten Stromhalbwelle des Strom-Null-Impulses. Dieser Fall wird daher als „indirekt“ bezeichnet.

Das Einprägen eines „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impulses und eine damit verbundene positive hochfrequente Stromüberlagerung in der Vakuumschaltröhre wirkt sich ungünstig auf die Unterbrechungsfähigkeit aus. Zur sicheren Stromunterbrechung wird im parallelen Kommutierungspfad ein Schwingkreis mit größeren Elementen (ggf. auch einer höheren Kondensatorspannung) und einer niedrigeren Resonanzfrequenz notwendig, damit die Steilheit des Stroms beim Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre keine zu hohen Werte annimmt. Hier waren bei den untersuchten Vakuumschaltröhren Stromsteilheiten beim Nulldurchgang von unter $200 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$ zur erfolgreichen Stromunterbrechung erforderlich.

Auf der Basis dieser Erkenntnis wurde im Rahmen dieser Arbeit als neuer Ansatz daher ein dreistufiger Kettenleiter als Kommutierungspfad mit einem optimierten sägezahnförmigen Verlauf des Strom-Null-Impulses entwickelt. Durch den Kettenleiter wird der „indirekte“ sinusförmige Strom-Null-Impuls „verzerrt“, sodass dieser im für die Stromunterbrechung betreffenden Bereich (erste Hälfte der zweiten Stromhalbwelle) eine nahezu konstante Stromsteilheit aufweist. Die verbesserte Unterbrechungsfähigkeit dieses „indirekten“ sägezahnförmigen Strom-Null-Impulses wurde für kleine und große Ströme nachgewiesen und das Prinzip patentiert (siehe [Hei 2016]).

Eine ähnlich schlechte Unterbrechungsfähigkeit wie bei einem „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls zeigt sich auch bei „Folgenulldurchgängen“, wenn die Stromunterbrechung im ersten oder zweiten Stromnulldurchgang des überlagerten Strom-Null-Impulses misslungen ist und nach einer oder mehreren weiteren Schwingungshalbwellen des Impulses nachfolgende hochfrequente Stromnulldurchgänge der Vakuumschaltröhre die Chance zur Stromunterbrechung einräumen. Es ist daher empfehlenswert, den parallelen Kommutierungspfad des mechanischen Gleichstromschalters so auszulegen, dass die Vakuumschaltröhre den Strom beim ersten auftretenden Stromnulldurchgang unterbricht.

Der Vorteil eines „indirekten“ Strom-Null-Impulses liegt allerdings in der einfacheren Aufladung des Kondensators im Kommutierungspfad. Im Gegensatz zu einem

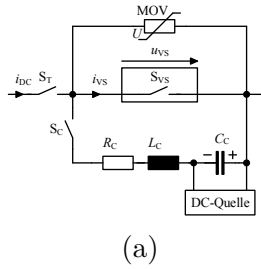
„direkten“ Strom-Null-Impuls mit einem negativ vorgeladenen Kondensator kann hier zum Aufladen auf eine zusätzliche Ladequelle verzichtet und der Kondensator durch das angeschlossene Gleichstromnetz geladen werden. Weiterhin hat ein Gleichstromschalter mit einem „indirekten“ Strom-Null-Impuls den Vorteil, dass der Kondensator nach einem Ausschaltvorgang automatisch wieder mit der initialen Polarität geladen und für einen möglichen weiteren Schaltvorgang vorbereitet ist.

Aus den gewonnen Erkenntnissen lassen sich nun je nach Anwendungsfall verschiedene Konfigurationen für einen mechanischen Gleichstromschalter mit einer Vakuumschaltröhre und einem aktivem Schwingkreis aufbauen. Dabei ergeben sich je nach Konfiguration verschiedene Vor- und Nachteile. Ein einfacher RLC-Reihenschwingkreis mit einem negativ vorgeladenen Kondensator (vgl. Abbildung 2.9) oder ein Kettenleiter (vgl. Abbildung 4.17), der einen sägezahnförmigen Strom-Null-Impuls erzeugt, sind zwei bevorzugte Varianten für den Aufbau des parallelen Kommutierungspfad in einem unidirektionalen mechanischen Gleichstromschalter. Bei einem einfachen RLC-Reihenschwingkreis können die Schwingkreiselemente sehr klein ausgelegt werden, jedoch ist zum Aufladen des Kondensators eine separate Spannungsquelle notwendig. Wird ein Kettenleiter im Kommutierungspfad eingesetzt, so ist der Aufbau des Gleichstromschalters zwar etwas komplexer, allerdings können auch hier kleine Schwingkreiselemente verwendet werden. Der Hauptvorteil eines solchen Schalters ist die Aufladung durch das angeschlossene Gleichstromnetz. Vereinfachte Schaltbilder⁷⁹ dieser beiden unidirektionalen Gleichstromschalter sind in **Abbildung 7.1** links (7.1a und 7.1d) noch einmal dargestellt.

In Abbildung 7.1 rechts (7.1b, 7.1c und 7.1e) sind beispielhaft drei Varianten für einen bidirektionalen mechanischen Gleichstromschalter gezeigt. Die Variante 7.1e entspricht einer bidirektionalen Schalterkonfiguration mit einem „indirekten“ sägezahnförmigen Strom-Null-Impuls. Die Kondensatoren im Kommutierungspfad werden durch das angeschlossene Gleichstromnetz aufgeladen. Durch den symmetrischen Aufbau sind im Hauptstrompfad zwei Vakuumschaltröhren in Reihe geschaltet sowie zwei Maschen zum Zuschalten des Strom-Null-Impulses erforderlich. Je nach Stromrichtung im Hauptstrompfad ist zur Stromunterbrechung die linke oder rechte Masche aktiv, um so den benötigten Stromnulldurchgang in der linken oder rechten Vakuumschaltröhre zu erzwingen (Stromrichtung von links nach rechts in Abbildung 7.1e bedeutet Öffnen der rechten Vakuumschaltröhre und Schließen des rechten Draufschalters oder umgekehrt). Aufgrund der zwei Vakuumschaltröhren im Hauptstrompfad kann beim Einschalten des Gleichstromschalters durch ein gezieltes nacheinander Einschalten der beiden Vakuumschaltröhren die Aufladung des Kondensators im Kommutierungspfad sichergestellt werden, um bei Bedarf (z.B. Einschalten auf einen Kurzschluss) einen Fehlerstrom unmittelbar unterbrechen zu können.

⁷⁹ Die in Abbildung 7.1 gezeigten Gleichstromschalter sind der Einfachheit halber nur für eine Polarität (z.B. unipolares Gleichstromnetz) dargestellt. Durch eine entsprechende Erweiterung (vgl. z.B. Abbildung 2.15) der Gleichstromschalter sind auch bipolare Varianten möglich.

Unidirektionale
mechanische
Gleichstromschalter



Bidirektionale
mechanische
Gleichstromschalter

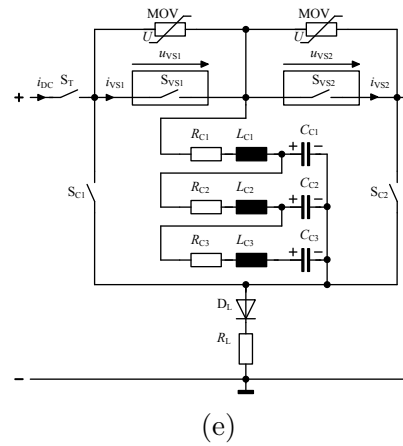
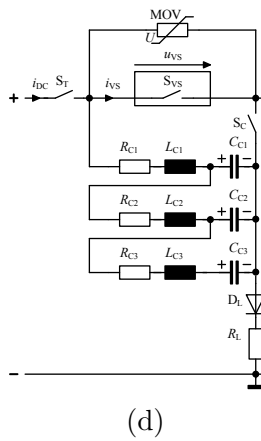
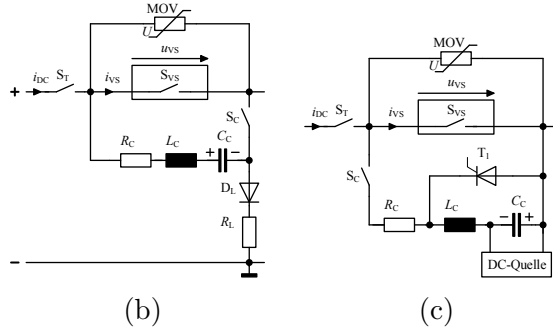


Abbildung 7.1: Schaltbilder von bevorzugten mechanischen Gleichstromschaltern mit Vakuumschaltröhren: (a) unidirektionaler Schalter mit aktivem Schwingkreis und separater Gleichspannungsquelle (vgl. Abbildung 2.9), (b) bidirektionaler Schalter mit aktivem Schwingkreis und Aufladung des Kondensators über das angeschlossene Gleichspannungsnetz (vgl. Abbildung 2.10), (c) bidirektionaler Schalter mit aktivem Schwingkreis und Aufladung des Kondensators über eine separate Gleichspannungsquelle, (d) unidirektionaler Schalter mit dreistufigem Kettenleiter und Aufladung der Kondensatoren über das angeschlossene Gleichspannungsnetz (vgl. Abbildung 4.17), (e) bidirektionaler Schalter mit dreistufigem Kettenleiter und Aufladung der Kondensatoren über das angeschlossene Gleichspannungsnetz.

Der Kondensator im Kommutierungspfad des Gleichstromschalters in Variante 7.1b kann ebenfalls durch das angeschlossene Gleichstromnetz aufgeladen werden (vgl. Abbildung 2.10). Bei dieser Konfiguration sind jedoch größere Schwingkreiselemente notwendig, da hier in Abhängigkeit von der Richtung des Gleichstroms ein „direkter“

oder „indirekter“ Strom-Null-Impuls in die Vakuumschaltröhre zur Stromunterbrechung eingeprägt wird. Um sicherzustellen, dass vor dem Einschalten des Gleichstromschalters erst der Kondensator aufgeladen wird, muss hier der vorgelagerte Trennschalter mit einbezogen werden. Je nach Stromrichtung wird entweder erst der Trennschalter und dann die Vakuumschaltröhre zugeschaltet oder umgekehrt. Die Variante 7.1c zeichnet sich durch sehr kleine Schwingkreiselemente aus, da zur Stromunterbrechung immer ein „direkter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls in der Vakuumschaltröhre genutzt wird (siehe auch Abbildung 2.11). Der Kondensator wird dazu bei Bedarf in Abhängigkeit von der Stromrichtung im Hauptstrompfad vor der Strom-Null-Impulseinprägung durch den parallelen Strompfad mit dem Thyristor passend umgeladen, sodass der Strom-Null-Impuls dem Gleichstrom im Hauptpfad immer entgegen gerichtet ist. In der dargestellten Variante benötigt dieser Aufbau eine separate Spannungsquelle, um den Kondensator aufzuladen. Eine Aufladung über das angeschlossene Gleichstromnetz wie bei Variante 7.1b wäre allerdings auch hier möglich.

Bei allen beispielhaft beschriebenen Schalterkombinationen ist der Einsatz einer Vakuumschaltröhre mit einem AMF-Kontaktsystem aufgrund des positiven Strom-Null-Impulsverhaltens empfehlenswert.

Zu den besonderen Herausforderungen an einen Gleichstromschalter zählt neben dem Fehlen des Stromnulldurchgangs auch das Aufnehmen der zum Schaltzeitpunkt im Netz vorhandenen Energie. Für die experimentellen Untersuchungen an den Vakuumschaltröhren war somit auch ein energieführender Strompfad notwendig. Im Rahmen dieser Arbeit wurden die Anforderungen an diesen Strompfad diskutiert und zum Schutz des Prüfkreises ein sehr konservativ ausgelegter Überspannungsableiter eingesetzt. Nicht zuletzt aufgrund dieser großzügigen Auslegung konnte bei den Messungen nach den Gleichstromschaltversuchen keine nennenswerte Veränderung des verwendeten Überspannungsableiters in Bezug auf den Neuzustand festgestellt werden. Eine systematische Untersuchung war jedoch nicht Gegenstand dieser Arbeit, sodass hier am Ende die Erkenntnis steht, dass keine der Belastungen während der experimentellen Untersuchungen zu einem Ausfall geführt hat und damit der verwendete Typ von MO-Varistoren im Überspannungsableiter bei geeigneter Auslegung und dieser Variante⁸⁰ des mechanischen Gleichstromschalters geeignet ist.

Zusammenfassend bestätigt diese Arbeit, dass das Unterbrechen von Gleichströmen durch den Einsatz von Vakuumschaltröhren in Kombination mit einer entsprechenden externen Beschaltung sehr gut beherrschbar ist. Bei geeigneter Skalierung oder Serienschaltung steht damit dem Einsatz von Vakuumschaltröhren als mechanische Gleichstromschalter sowohl in der Mittel- als auch der Hochspannungstechnik physikalisch und technisch nichts im Wege.

⁸⁰ Der verwendete MO-Varistorentyp ist für Impulsbelastungen ausgelegt. Eine dauerhafte Belastung durch Gleichspannung im geöffneten Zustand des Gleichstromschalters muss daher durch einen vorgeschalteten Trennschalter verhindert werden.

8 Ausblick

Kernthema und Ziel dieser Arbeit waren Erkenntnisse über die Eignung kommerzieller Vakuumschaltröhren als Unterbrechungseinheit in einem mechanischen Mittel- oder Hochspannungs-Gleichstromschalter. Die dabei durchgeführten experimentellen Grundlagenuntersuchungen konnten jedoch nicht alle Aspekte berücksichtigen, da dies den Rahmen und Umfang der Arbeit gesprengt hätte. So wurden beispielsweise Untersuchungen an Vakuumschaltröhren mit AMF- und RMF-Topfkontakten durchgeführt und für das zu erwartende Verhalten anderer Kontaktgeometrien nur eine grobe Abschätzung vorgenommen. Der Nachweis zum Verhalten von Vakuumschaltröhren mit RMF-Spiral- oder Platten- bzw. Knopfkontakten steht noch aus. Weiterhin sind auch weitere Ausprägungsformen des Strom-Null-Impulses durch den parallelen Kommutierungspfad denkbar. So kann beispielsweise durch das gezielte zeitliche Parallelschalten von Induktivitäten im Kommutierungspfad der Strom-Null-Impuls in seiner Steilheit und Amplitude ohne sättigende Induktivität oder einen zusätzlichen Kondensator eingestellt werden⁸¹.

Neben diesen die Vakuumschaltröhre betreffenden Punkten bestehen jedoch noch weitere Anforderungen an einen mechanischen Gleichstromschalter, die ebenso das Potential für eine weiterführende Arbeit haben. So stehen z.B. eine systematische Untersuchung des energieaufnehmenden Strompfades bzw. der energieaufnehmenden Strompfade, die Thematik des benötigten schnellen Antriebs für die Vakuumschaltröhre sowie Untersuchungen zur Kaskadierbarkeit mehrerer Gleichstromschaltmodule (alternativ eine Serienschaltung von mehreren Vakuumschaltröhren mit einem parallelen Kommutierungspfad) zur Erhöhung der Spannung des gesamten mechanischen Gleichstromschalters noch aus.

Im Rahmen des gesamten Forschungsprojekts zum Thema Mittel- und Hochspannungs-Gleichstromschalten wurden neben den vorgestellten Untersuchungen auch noch zwei weitere neuartige Konzepte zum Schalten von Gleichströmen mit einer Vakuumschaltröhre im Hauptstrompfad entwickelt. Bei der ersten Variante [Hei 2017a] wird durch eine aktive Anregung eine aufklingende Stromschwingung erzeugt und somit ein Stromnulldurchgang in der Vakuumschaltröhre erzielt (vgl. auch 2.22b und

⁸¹ Beispiel: Laststromunterbrechung mit einer großen Induktivität bei niedriger Impulsamplitude und niedriger Stromsteilheit über dem gesamten Impulsverlauf; Fehlerstromunterbrechung durch eine kleine Induktivität (Parallelschaltung einer zusätzlichen kleinen Induktivität, sodass die entstehende Gesamtinduktivität im parallelen Kommutierungspfad klein wird) bei hoher Impulsamplitude und niedriger Stromsteilheit nur im Bereich des Impulsscheitels.

2.26). Die zweite Variante [Hei 2017b] nutzt das Prinzip eines „Z-Source-Inverters“⁸² aus, um so in der Vakuumschaltröhre einen künstlichen Stromnulldurchgang zu erzwingen (vgl. auch 2.17). Da eine detaillierte Untersuchung der beiden Konzepte zum Zeitpunkt des Verfassens dieser Arbeit noch nicht abgeschlossen war, seien diese beiden Möglichkeiten der Gleichstromunterbrechung nur als möglicher Ausblick genannt.

⁸² Ein „Z-Source-Inverter“ ist ein Umrichter, der die Vorteile eines Stromzwischenkreisumrichters und eines Spannungszwischenkreisumrichters kombiniert. Dabei werden im Umrichterzwischenkreis zwei Induktivitäten und zwei Kondensatoren über Kreuz verschaltet. Für weitere Details sei hier auf die entsprechende Fachliteratur verwiesen.

A Anhang

A.1 Foto des Prüfkreises

Abbildung A.1 zeigt als Ergänzung zu Abbildung 4.1 aus Kapitel 4 ein Foto des Prüfkreises:

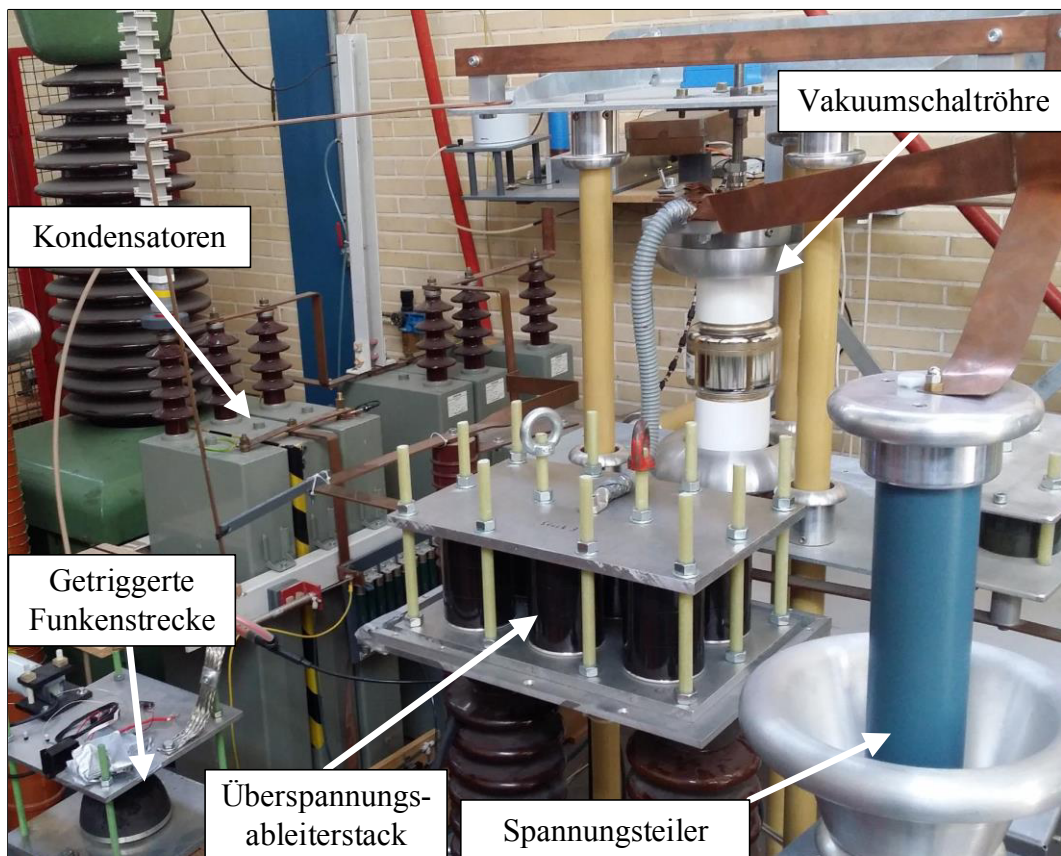


Abbildung A.1: Foto des Prüfkreises im Labor

A.2 Ergänzungen zu Prüfkreisen von Gleichstromschaltern

Schaltbilder von Gleichstromprüfkreisen zum Prüfen von Gleichstromschaltern (Quellen: [MPW 1976], [Shi 1979], [Sen 1984], [VL 1986], [She 2008], [SKY 2014], [Sme 2015], [Bel 2016], [BS 2017]):

Leistungsstarke Gleichspannungsquelle:

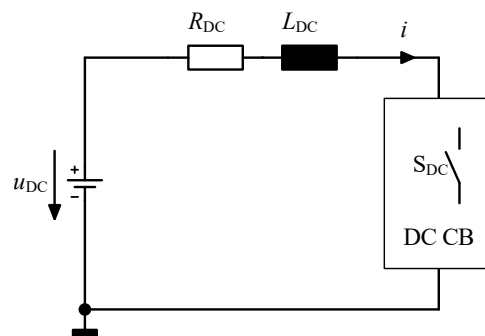


Abbildung A.2: Schaltbild eines Gleichstromprüfkreises mit einer idealen Gleichspannungsquelle

Asynchrones Schalten:

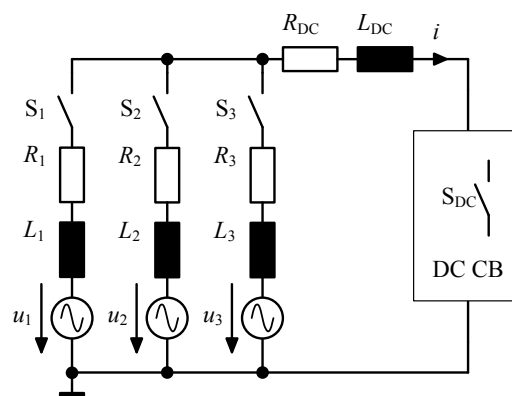


Abbildung A.3: Schaltbild eines Gleichstromprüfkreises – Prüfstrom im Neutralleiter durch asynchrones Zuschalten eines dreiphasigen Netzes

Aufgeladene Induktivität:

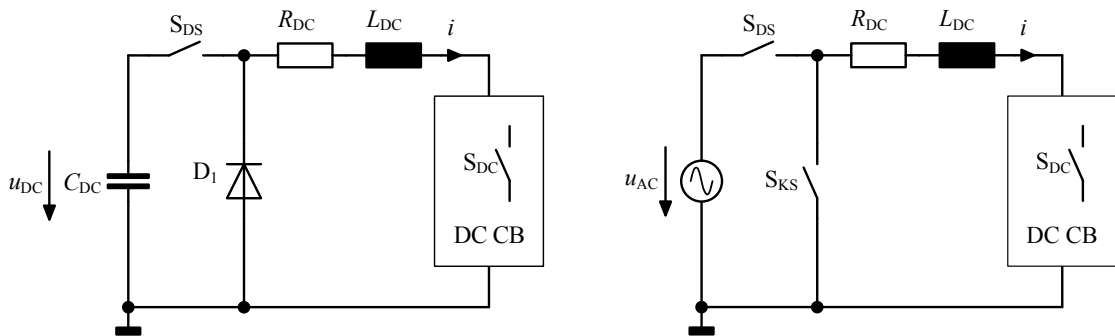


Abbildung A.4: Beispiele für Gleichstromprüfkreise mit aufgeladener Induktivität; einpolige/einphasige Variante mit Kondensator als Energiespeicher links bzw. Wechselstromquelle zur Energieversorgung rechts

Hinweis: Um die Dauer des „Quasi-Gleichstroms“ zu verlängern, können auch mehrphasige oder mehrpolige Varianten, z.B. mit Hilfe eines Drehstromsystems oder mehreren Kondensatoren und entsprechender zeitlicher Steuerung, aufgebaut werden.

Sinusförmiger Prüfstrom:

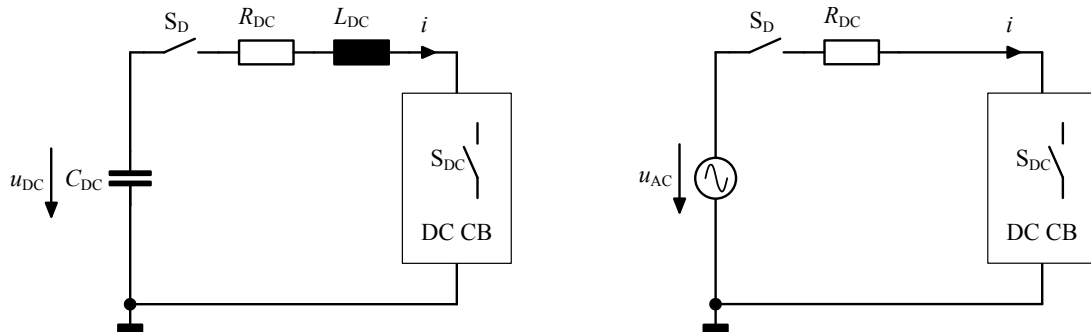


Abbildung A.5: Beispiele für Gleichstromprüfkreise mit sinusförmigem Stromverlauf (links mit einem LC-Schwingkreis; rechts mit einer Wechselstromquelle)

Trapezförmiger Prüfstrom:

Zur Erzeugung eines trapezförmigen Prüfstroms wurde im Rahmen dieser Arbeit ein dreistufiger Kettenleiter nach Abbildung 4.3 ausgelegt. Für die experimentellen Untersuchungen kam dieser Prüfkreis aus Zeitgründen jedoch nicht mehr zur Anwendung und wurde erst nach dem Einreichen dieser Arbeit durch Herrn Peter Hock und Herrn Henning Janssen aufgebaut.

Abbildung A.6 zeigt exemplarisch eine Messung sowie eine Simulation des Stromverlaufs bei einem trapezförmigen Prüfstrom („Quasi-Gleichstrom“) mit einem Scheitelwert von $i_{\text{Quasi-DC}} \approx 545 \text{ A}$ (Ladespannung ca. $u_{C1} = u_{C2} = u_{C3} = 300 \text{ V}$). Die Werte der Kondensatoren, Induktivitäten und Widerstände des dreistufigen Kettenleiters sind in **Tabelle A.1** aufgelistet.

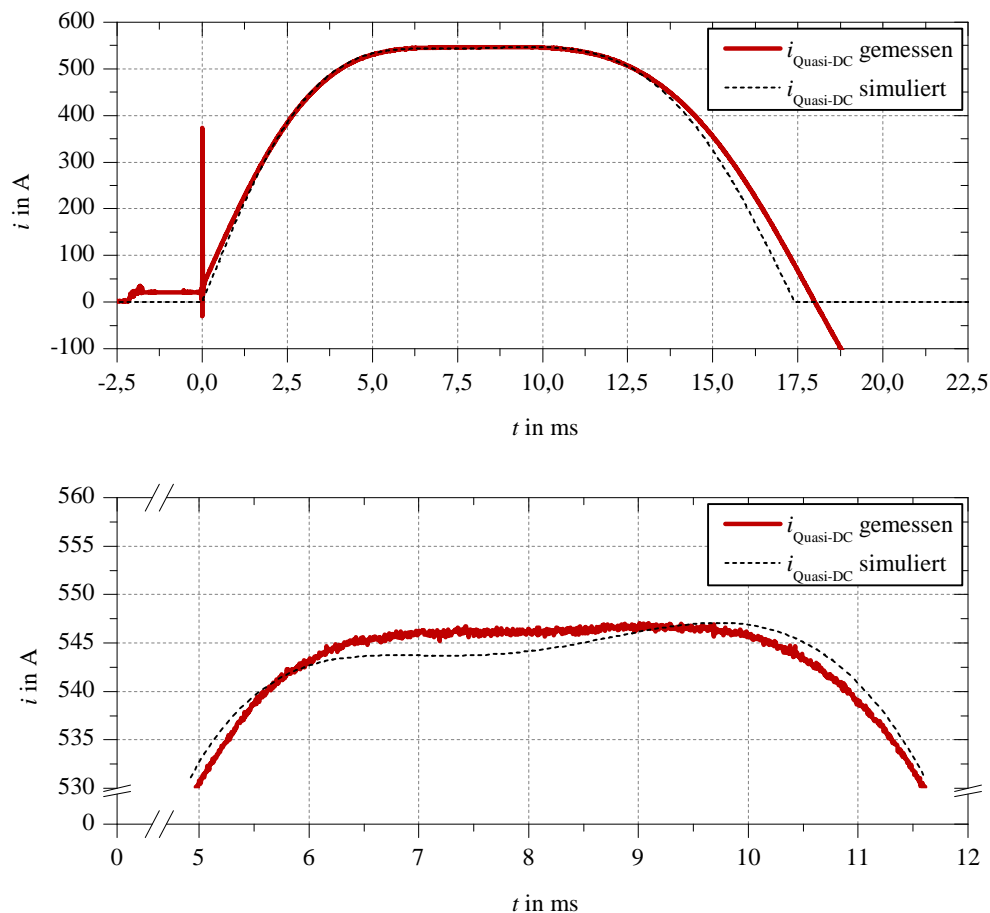


Abbildung A.6: Messung und Simulation eines trapezförmigen Prüfstroms („Quasi-Gleichstrom“) mit einem Scheitelwert von $i_{\text{Quasi-DC}} \approx 545 \text{ A}$, Gesamtansicht des Stromverlaufs (oben), Vergrößerung des Scheitelsbereichs (unten)

Tabelle A.1: Werte der Kondensatoren, Induktivitäten und Widerstände des dreistufigen Kettenleiters nach Abbildung 4.3

Element	C_1	L_1	R_1	C_2	L_2	R_2	C_3	L_3	R_3
Wert	4	1,1	18	3,94	1,2	20	3,98	1,8	23
Einheit	mF	mH	m Ω	mF	mH	m Ω	mF	mH	m Ω

A.3 Ausschaltvorgang bei einem „indirekten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls

Als Ergänzung zu Kapitel 4.2.2 zeigt Abbildung A.7 den prinzipiellen Ablauf eines Ausschaltvorgangs eines mechanischen Gleichstromschalters mit aktivem Schwingkreis und positiv (bezogen auf die Strom- bzw. Spannungsrichtung des Gleichstromschalters) vorgeladenem Kondensator.

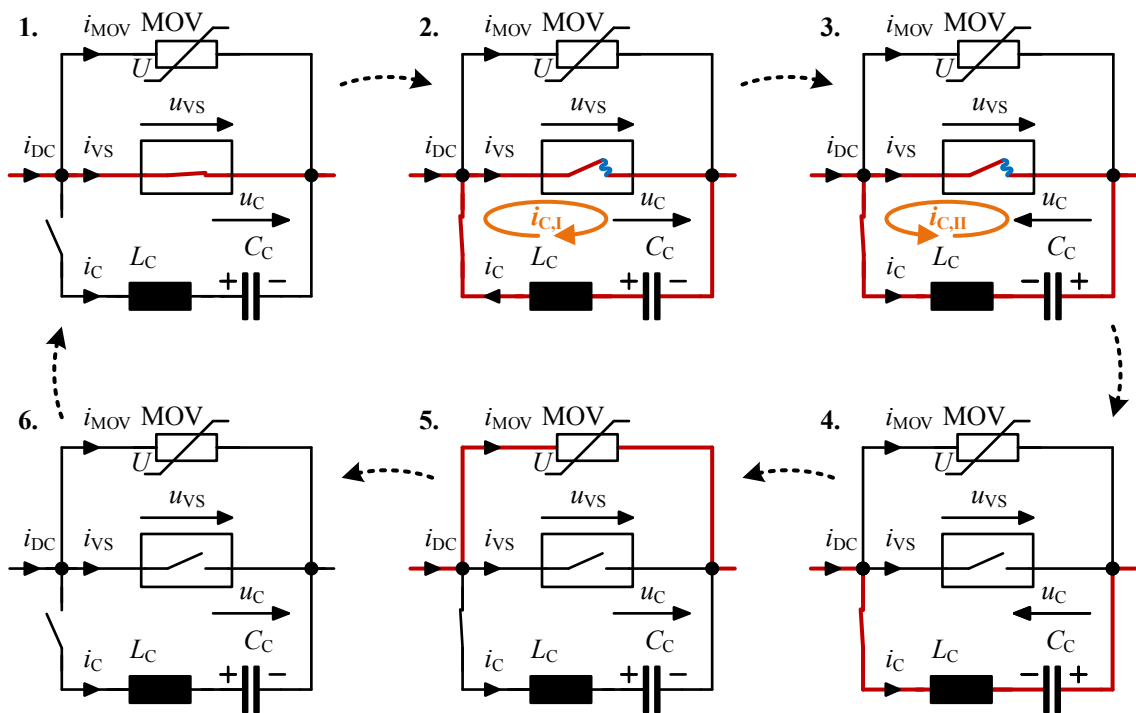


Abbildung A.7: Prinzipieller Ablauf eines Ausschaltvorgangs eines mechanischen Gleichstromschalters mit aktivem Schwingkreis und positiv vorgeladenem Kondensator

A.4 Angaben zur verwendeten Messtechnik

In den nachfolgenden Tabellen sind einige technische Angaben zu der verwendeten Messtechnik in den verschiedenen Prüfkreisen aufgelistet (weitere Angaben können den entsprechenden Datenblättern der Hersteller entnommen werden):

Strommessung:

Tabelle A.2: Technische Daten der Stromwandler

Eigenschaft	Stromwandler 1	Stromwandler 2
Hersteller	LEM	PEM
Typ	HAT 1000-S	CWT300LFB/4/300
Messbereich	$\pm 2,5 \text{ kA}$	$\pm 60 \text{ kA}$
Übersetzungsverhältnis	$250 : 1$ bzw. $4 \frac{\text{mV}}{\text{A}}$	$10000 : 1$ bzw. $0,1 \frac{\text{mV}}{\text{A}}$
Bandbreite (3 dB-Grenze)	DC ... 25 kHz	0,008 Hz ... 6,5 MHz
Messunsicherheit	$\pm 1 \%$	$\pm 1 \%$
Datenblatt	[LEM 2011]	[PEM 2010]

Spannungsmessung:

Tabelle A.3: Technische Daten der Differenzmessspitzen

Eigenschaft	Differenzmessspitze 1	Differenzmessspitze 2
Hersteller	Testec	Testec
Typ	TT-SI 9002	TT-SI 9010
Messbereich	$\pm 1,4 \text{ kV}$	$\pm 7 \text{ kV}$
Teilverhältnis	$20 : 1$ bzw. $200 : 1$	$100 : 1$ bzw. $1000 : 1$
Bandbreite (3 dB-Grenze)	DC ... 25 MHz	DC ... 70 MHz
Messunsicherheit	$\pm 2 \%$	$\pm 2 \%$
Datenblatt	[TES 2011a]	[TES 2011b]

Tabelle A.4: Technische Daten des kommerziell verfügbaren Spannungsteilers

Eigenschaft	Spannungsteiler
Hersteller	North Star High Voltage
Typ	VD-60
Messbereich	60 kV (DC) / 120 kV (Stoß)
Teilverhältnis	10000 : 1
Impedanz	800 M Ω / 27 pF
Grenzfrequenz	20 MHz
Messunsicherheit	0,1 % (DC) / 1 % (10 Hz ... 1 MHz)
Datenblatt	[NoS 2014]

Tabelle A.5: Technische Daten der aufgebauten Spannungsteiler (Eigenbau⁸³)

Eigenschaft	Spannungsteiler 1	Spannungsteiler 2
Messbereich	50 kV	50 kV
Teilerprinzip	ohmsch-kapazitiv	ohmsch-kapazitiv
Teilverhältnis	500 : 1	10000 : 1
Ausgangsspannung (max.)	± 10 V	± 5 V
Oberspannungsseite	235 M Ω / 200 pF	235 M Ω / 200 pF
Unterspannungsseite	470,94 k Ω / 99,8 nF	23,5 k Ω / 2 μ F
Dämpfungswiderstand	2,2 k Ω	2,2 k Ω

Messung des Kontakthubs:

Tabelle A.6: Technische Daten des Potentiometers zur Messung des Kontakthubs

Eigenschaft	Linearpotentiometer
Hersteller	Penny + Giles Controls Ltd.
Typ	SLS190/25/L/50/1/N
Widerstand R $\pm 10\%$	1 k Ω
Maximaler Hub	25 mm
Unabhängige Linearität	$\pm 0,25$ %
Hysterese	$\leq 0,01$ mm
Spannungsversorgung	max. 22 V (DC)
Ausgangssignal	0,5 % bis 99,5 % der Versorgungsspannung
Leistungsaufnahme	0,5 W (bei 20 °C)
Datenblatt	[PGC 2012]

⁸³ Die Spannungsteiler wurden an kalibrierten Messsystemen des Fachgebiets Hochspannungstechnik der Technischen Universität Darmstadt abgeglichen (Gleich-, Wechsel- und Stoßspannung).

Lichtwellenleiter-Übertragungssystem

Tabelle A.7: Technische Daten des Lichtwellenleiter-Übertragungssystems

Eigenschaft	LWL-System
Hersteller	Inventronik GmbH
Typ	Viplax-II
Eingangsspannungen	$\pm 1, 2, 5, 10$ V
Auflösung	14 bit
Sampling Rate	36 Msps
Signal-Rausch-Verhältnis	> 73 dB
Genauigkeit	$> 12,1$ Bit
Bandbreite (3 dB-Grenze)	10 MHz
Signal-Latenzzeit	$< 0,5$ μ s
Datenblatt	[Inv 2013]

Osilloskop / Transienten-Rekorder:

Tabelle A.8: Technische Daten des Transienten-Rekorders

Eigenschaft	Transienten-Rekorder
Hersteller	Yokogawa
Typ	DL750
Module	701250
Anzahl der Module	8
Anzahl der Kanäle	16
Sampling Rate	10 MS/s
Frequenzeigenschaften	DC ... 3 MHz
Vertikale Auflösung	12 Bit
Eingangsempfindlichkeit	5 mV/div bis 20 V/div (Teilverhältnis 1:1)
Eingangsimpedanz	12 M Ω \pm 1 %, ca. 35 pF
Datenblatt	[Yok 2003]

A.5 Vergleich von Gleichstromschaltern

Tabelle A.9: Vergleich von Gleichstromschaltern (Stand 2015)

	Mechanische Gleichstromschalter		Gleichstrom-Halbleiterschalter		Hybride Gleichstromschalter	
	Schalter mit (i) Löschkammern oder (ii) Lichtbogenhörnern	Überlagerte Strom-schwingung passiv / aktiv	Einschaltbare Halbleiter	Ein- und Ausschaltbare Halbleiter	Hauptstrom-pfad ohne Strombegren-zer	Hauptstrom-pfad mit Strombegren-zer
Gesamtaus-schaltzeiten	(i) > 200 ms (ii) > 2 s	ca. 5 – 80 ms	ca. 2 – 10 ms	ca. 1 – 10 ms	ca. 5 – 40 ms	ca. 5 – 10 ms
Zeit bis zur Kontakttrennung	(i) ca. 20 – 40 ms, (ii) ca. 2 – 4 s	konventioneller Antrieb ca. 20 – 40 ms, schneller Antrieb ca. 1 – 5 ms	k.A.	k.A.	konventioneller Antrieb ca. 20 – 40 ms, schneller Antrieb ca. 1 – 5 ms	schneller Trennschalter ca. 1 – 2 ms
Zeit bis zur Strom-kommutierung	k.A.	passiv ca. 30 – 40 ms, aktiv ca. 1 – 2 ms	ca. 1 – 2 ms	< 0,2 ms	ca. 1 – 2 ms	< 0,5 ms
Energieaufnahme (netz- und stromabhängig)	(i) 5 – 25 ms, (ii) ca. 200 – 500 ms	ca. 1 – 10 ms (Überspannungs-ableiter)	ca. 1 – 10 ms (Überspannungs-ableiter)	ca. 1 – 10 ms (Überspannungs-ableiter)	ca. 1 – 10 ms (Überspannungs-ableiter)	ca. 1 – 10 ms (Überspannungs-ableiter)
Nennspannungen (bisher, bzw. theoretisch)	< 6 – 8 kV	AC-Leistungs-schalter, z.B. 550 kV	bis zu 800 kV (z.B. wie DC-Konverter)	bis zu 800 kV (z.B. wie DC-Konverter)	AC-Leistungs-schalter, z.B. 550 kV	schneller Trennschalter ca. 320 – 640 kV
Ausschaltströme (bisher, bzw. theoretisch)	(i) bis ca. 200 kA (ii) < 4 – 5 kA	ca. 4 – 20 kA	ca. 5 – 10 kA	ca. 5 – 10 kA	ca. 6 – 12 kA	ca. 9 – 16 kA
Verluste im Vergleich zum DC-Konverter	< 0,001% (metallische Kontakte)	< 0,001% (metallische Kontakte)	< 20 – 30% (großer Halbleiterschalter)	< 20 – 30% (großer Halbleiterschalter)	< 0,001% (metallische Kontakte)	ca. 1 – 2% (z.B. kleiner Halbleiterschalter)

Hinweis: Die Angaben entsprechen Mittelwerten aus den verschiedenen Quellen des Literaturverzeichnis sowie eigenen Erfahrungs- und Messwerten.

A.6 Simulation eines Ausschaltvorgangs

In Abbildung A.8 ist exemplarisch der gesamte Verlauf eines erfolgreichen Ausschaltvorgangs im RLC-Reihenschwingprüfkreis nach Fall iii. bei einem „direkten“ Strom-Null-Impuls (vgl. Beschreibung in Kapitel 4.2.1) dargestellt. Die Simulation des Schaltvorgangs wurde mit der Simulationssoftware „MATLAB[®]/Simulink[®]“ von „MathWorks[®]“ durchgeführt.

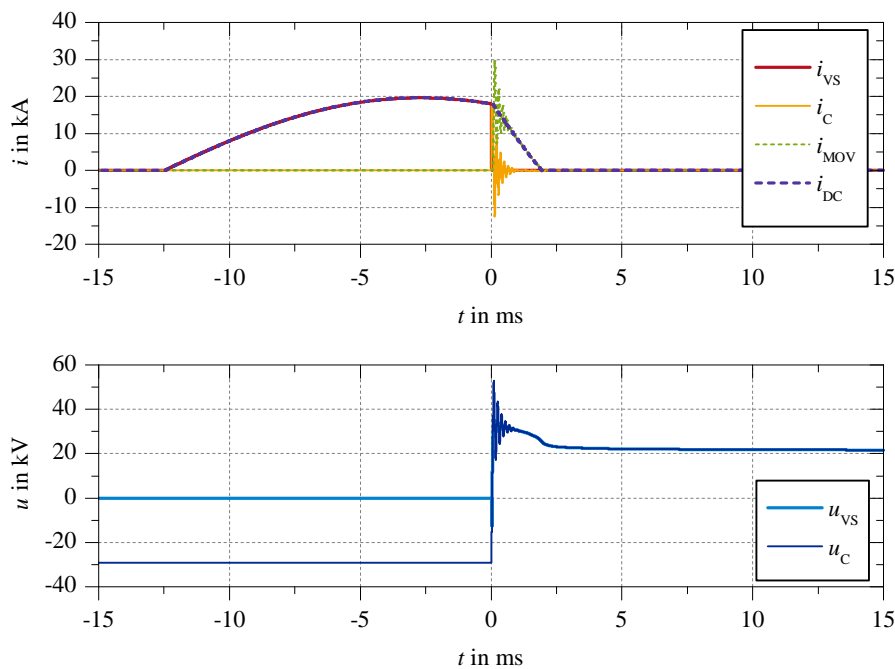


Abbildung A.8: Simulation eines erfolgreichen Ausschaltvorgangs ($i_{DC} = 18 \text{ kA}$) mit „direktem“ Strom-Null-Impuls, gesamte Zeitdauer

Für die Simulation wurde ein Prüfstrom von $i_{DC} = 18 \text{ kA}$ ⁸⁴ und ein „direkter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls mit $\hat{i}_C = 20 \text{ kA}$ gewählt. Die Werte für C_{DC} und L_{DC} wurden an die Werte des RLC-Reihenschwingprüfkreises angepasst. C_C und L_C im Kommutierungspfad wurden auf die Werte der realen Messung (siehe Abbildung 4.21, 4.22 und 4.23) eingestellt. In der Simulation wurde mit idealisierten Bauelementen und Schaltern sowie einer „Lookup-Tabelle“ für den MOV (Annahme: Frequenz und Temperatur konstant) gerechnet.

In der oberen Hälfte von Abbildung A.8 sind die Ströme i_{VS} (rote Linie), i_C (orange-gelbe Linie), i_{MOV} (grün gestrichelte Linie) und i_{DC} (violett gestrichelte Linie) zu sehen. Im unteren Teil der Abbildung sind die Spannung an der Vakuumschaltröhre u_{VS} (hellblaue Linie) sowie die Spannung am Kondensator u_C (dunkelblaue Linie)

⁸⁴ i_{DC} bezeichnet hier den Strom des RLC-Reihenschwingprüfkreises zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung.

abgebildet. Zur besseren Darstellung der Zeitbereiche der Stromunterbrechung und der Stromkommutierung sind in den Abbildungen A.9 und A.10 diese Bereiche zeitlich feiner aufgelöst abgebildet. Abbildung A.9 zeigt den Zeitbereich vom Schließen des Draufsalters ($t = 0$ ms) im Kommutierungspfad bis hin zum Abklingen des Stroms durch den MOV. Die Stromkommutierung vom Hauptstrompfad auf den Kommutierungspfad, das Umladen des Kondensators sowie die erneute Stromkommutierung auf den energieaufnehmenden Strompfad ist in Abbildung A.10 zeitlich feiner aufgelöst zu sehen. Da hier eine Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre im ersten Stromnulldurchgang erfolgt, hat der Kondensator des parallelen Reihenschwingkreises noch nicht sein Spannungsminimum erreicht. Die Spannung an der Vakuumschaltröhre u_{VS} macht daher einen Sprung nach unten und nimmt nahezu den Wert der Kondensatorspannung u_C zum Zeitpunkt der Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre an (siehe auch Gleichung 4.11 in Kapitel 4.2.1).

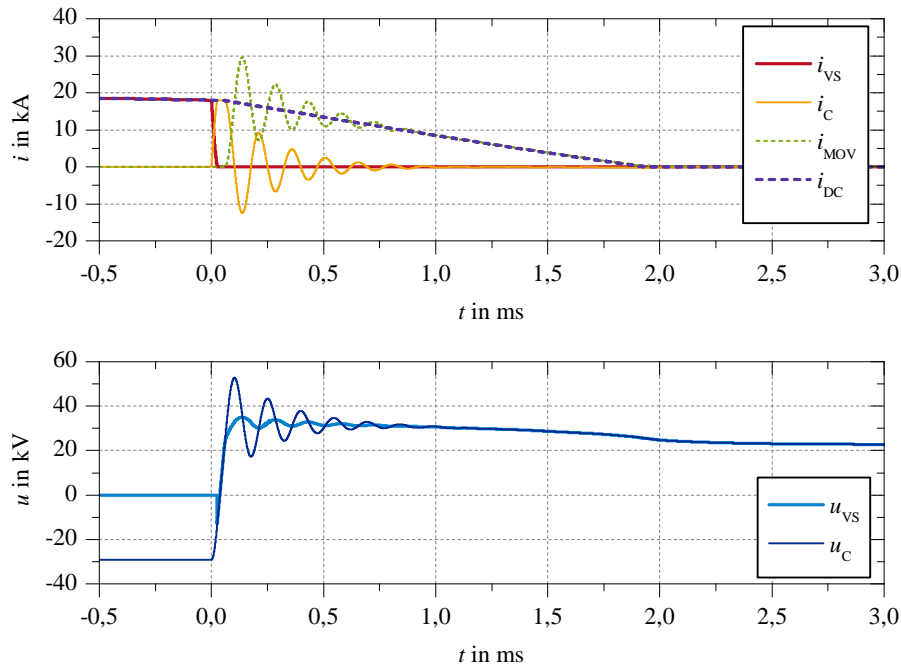


Abbildung A.9: Simulation eines erfolgreichen Ausschaltvorgangs ($i_{DC} = 18$ kA), Zeitbereich der Stromunterbrechung

Vergleicht man die Messung des erfolgreichen Ausschaltvorgangs (Abbildungen 4.21, 4.22 und 4.23) mit der Simulation (Abbildungen A.8, A.9 und A.10), so lässt sich prinzipiell eine gute Übereinstimmung der Strom- und Spannungsverläufe feststellen. Leichte Unterschiede in den Amplituden von i_C , i_{MOV} und u_C ergeben sich in dem Zeitbereich, in dem der Überspannungsableiter im energieaufnehmenden Strompfad aktiv ist. Diese Differenzen lassen sich auf den in der Simulation nicht ideal nachgebildeten Überspannungsableiter zurückführen. Weiterhin ist dem Verlauf der Spannung u_{VS} unmittelbar nach der Stromunterbrechung in der Vakuumschaltröhre eine

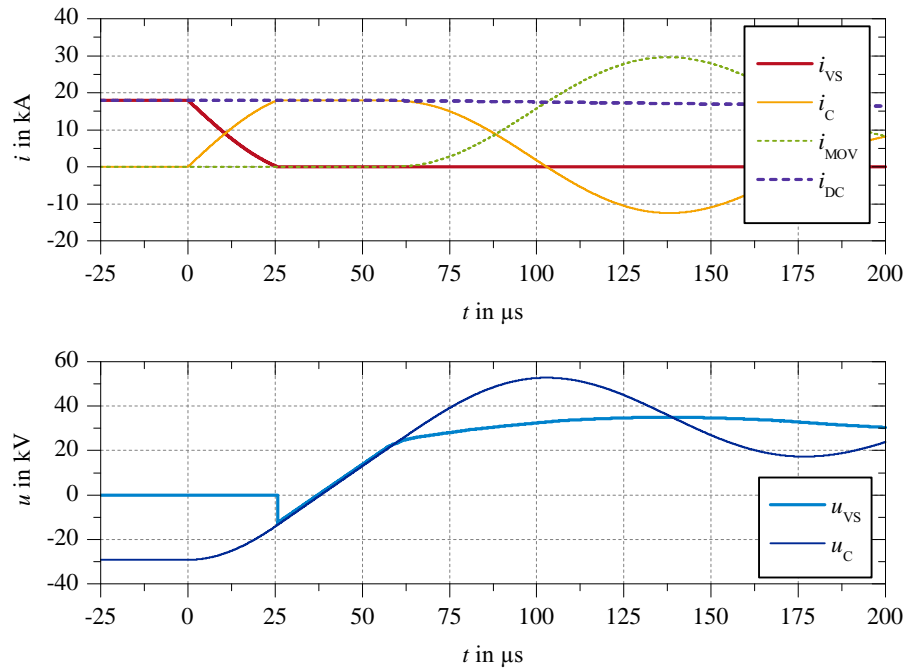


Abbildung A.10: Simulation eines erfolgreichen Ausschaltvorgangs ($i_{\text{DC}} = 18 \text{ kA}$), Zeitbereich der Stromkommutierung

hochfrequente Schwingung überlagert. Diese entsteht durch parasitäre Kapazitäten der Vakuumschaltröhre. In der Simulation wurden diese vernachlässigt und sind daher in den Simulationsergebnissen nicht berücksichtigt.

A.7 Ergänzungen zum Strom-Null-Impulsverhalten von Vakuumschaltröhren

Im Folgenden sind einige zusätzliche Abbildungen zu den Inhalten aus Kapitel 5 dargestellt.

1. Ergänzende Abbildung (A.11) zu den Untersuchungen an einer Vakuumschaltröhre mit AMF-Kontaktsystem mit einem sinusförmigen Strom-Null-Impuls mit negativ vorgeladenem Kondensator:

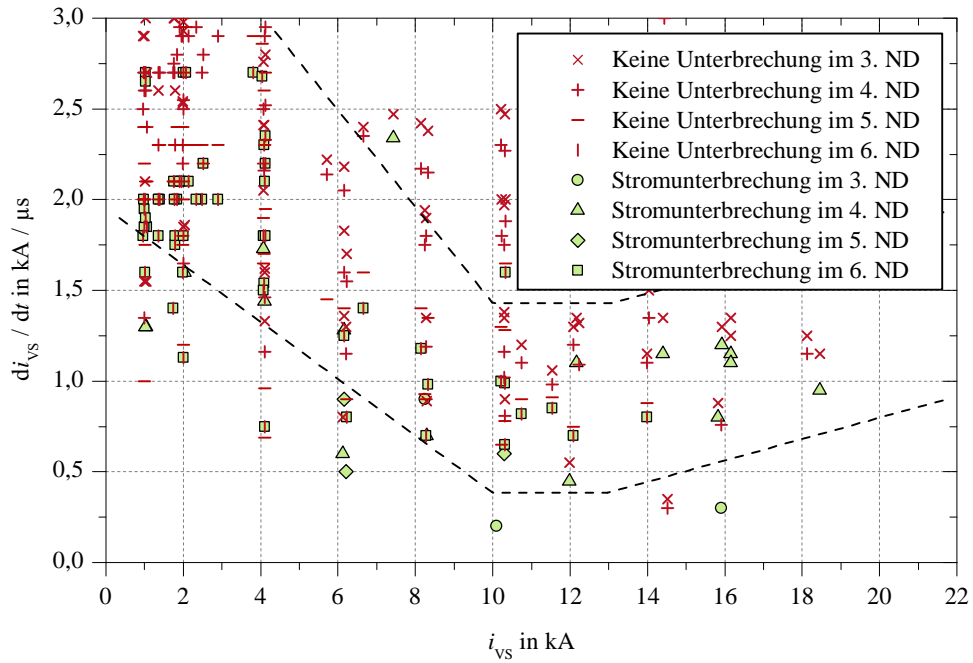


Abbildung A.11: „Direkter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls – Stromsteilheit beim dritten, vierten, fünften, und sechsten Stromnulldurchgang über Ausschaltstrom i_{VS} (Strom in der Vakuumschaltröhre zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung); gestrichelte Abgrenzungslinien aus Abbildung 5.4 übertragen

Die beiden gestrichelt eingezeichneten Linien entsprechen den Abgrenzungslinien (erfolgreiche Ausschaltvorgänge, fehlgeschlagene Schaltvorgänge, Übergangsbereich) aus Abbildung 5.4.

2. Ergänzende Abbildungen (A.12, A.13 und A.14) zu den Untersuchungen an einer Vakuumschaltröhre mit AMF-Kontaktsystem mit einem sinusförmigen Strom-Null-Impuls mit positiv vorgeladenem Kondensator:

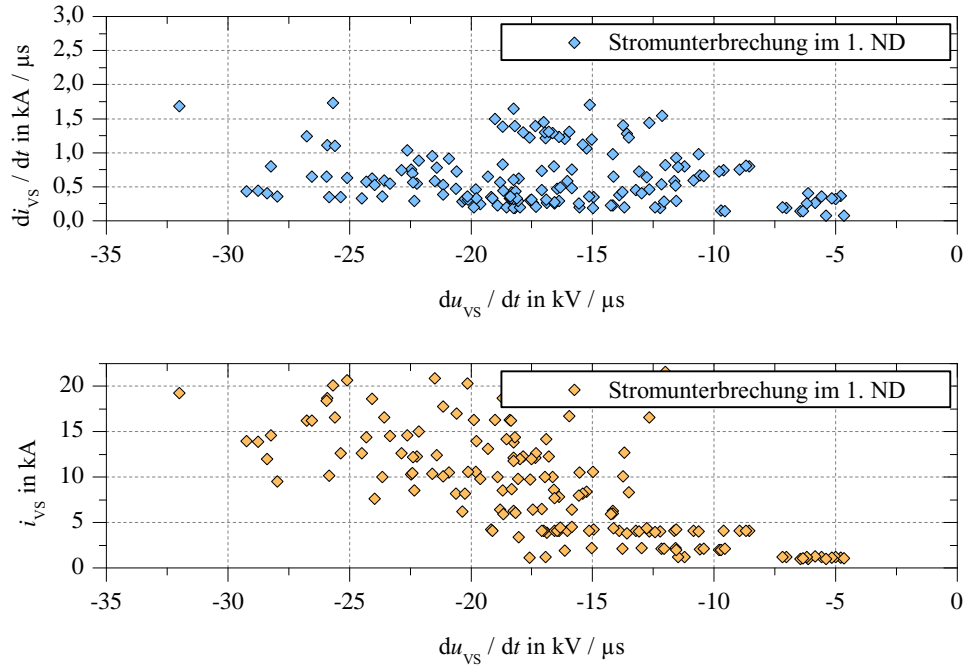


Abbildung A.12: „Indirekter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls – Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang über Spannungssteilheit des negativen Spannungssprungs nach der erfolgreichen Stromunterbrechung (oben), Ausschaltstrom i_{VS} (Strom in der Vakuumschaltröhre zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung) über Spannungssteilheit des negativen Spannungssprungs nach der erfolgreichen Stromunterbrechung beim ersten Nulldurchgang (unten)

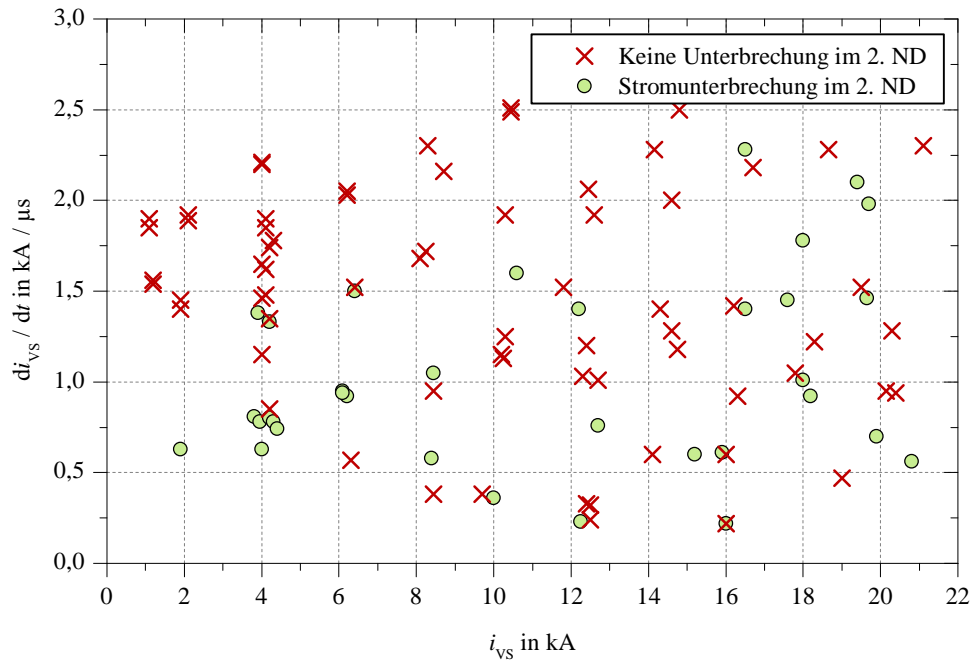


Abbildung A.13: „Indirekter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls – Stromsteilheit beim zweiten Stromnulldurchgang über Ausschaltstrom i_{VS}

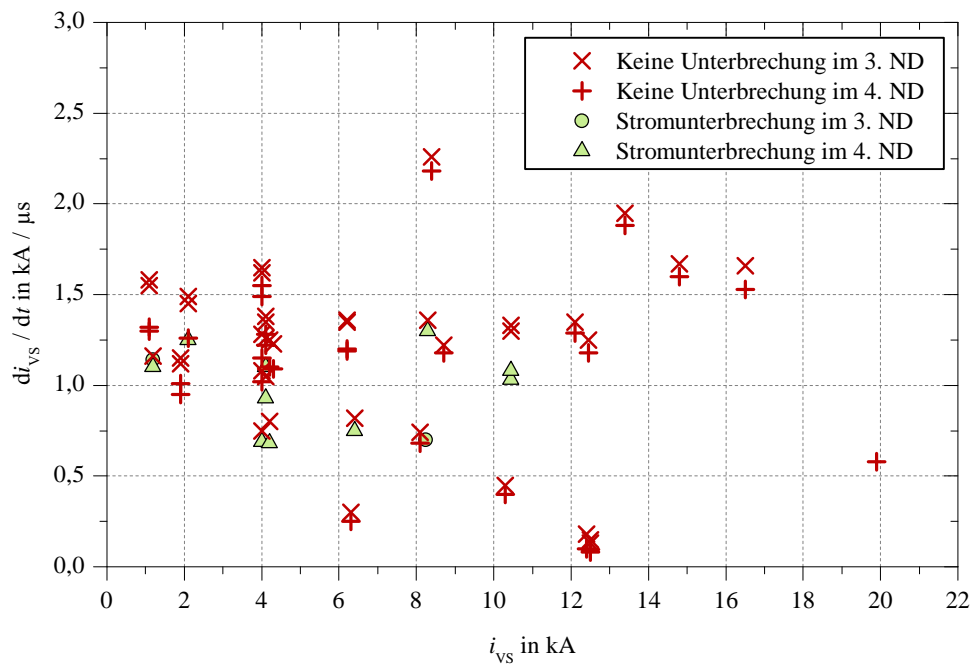


Abbildung A.14: „Indirekter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls – Stromsteilheit beim dritten und vierten Stromnulldurchgang über Ausschaltstrom i_{VS}

3. Ergänzende Abbildungen (A.15, A.16 und A.17) zu den Untersuchungen an einer Vakuumschaltröhre mit AMF-Kontaktsystem mit einem sinusförmigen Strom-Null-Impuls mit negativ vorgeladenem Kondensator bei entgegengesetzter Stromrichtung in der Vakuumschaltröhre:

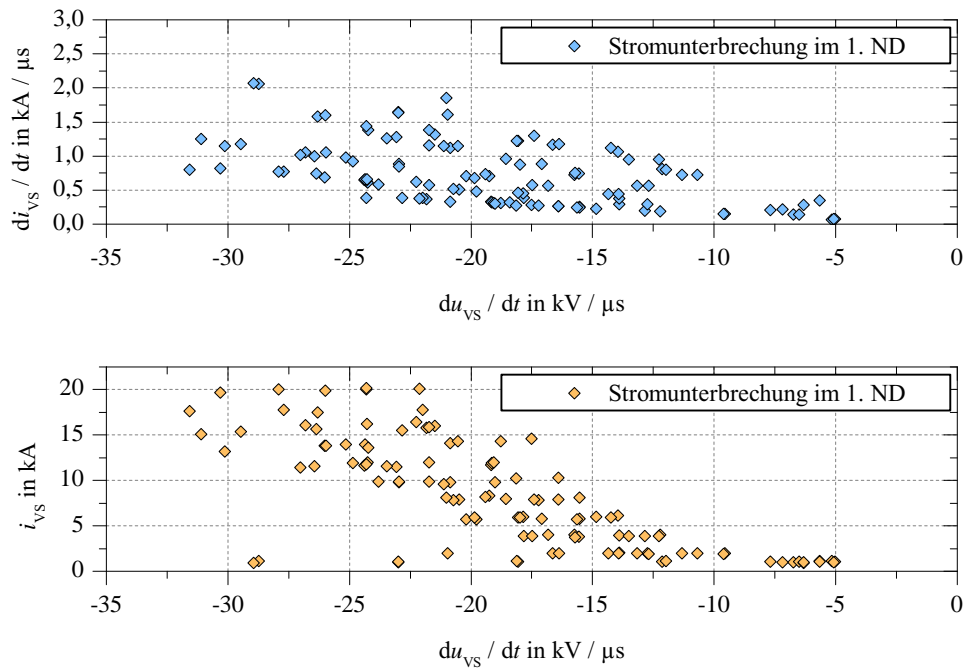


Abbildung A.15: „Direkter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls bei entgegengesetzter Stromrichtung in der Vakuumschaltröhre – Stromsteilheit beim ersten Stromnulldurchgang über Spannungssteilheit des negativen Spannungssprungs nach der erfolgreichen Stromunterbrechung (oben), Ausschaltstrom i_{VS} (Strom in der Vakuumschaltröhre zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung) über Spannungssteilheit des negativen Spannungssprungs nach der erfolgreichen Stromunterbrechung beim ersten Nulldurchgang (unten)

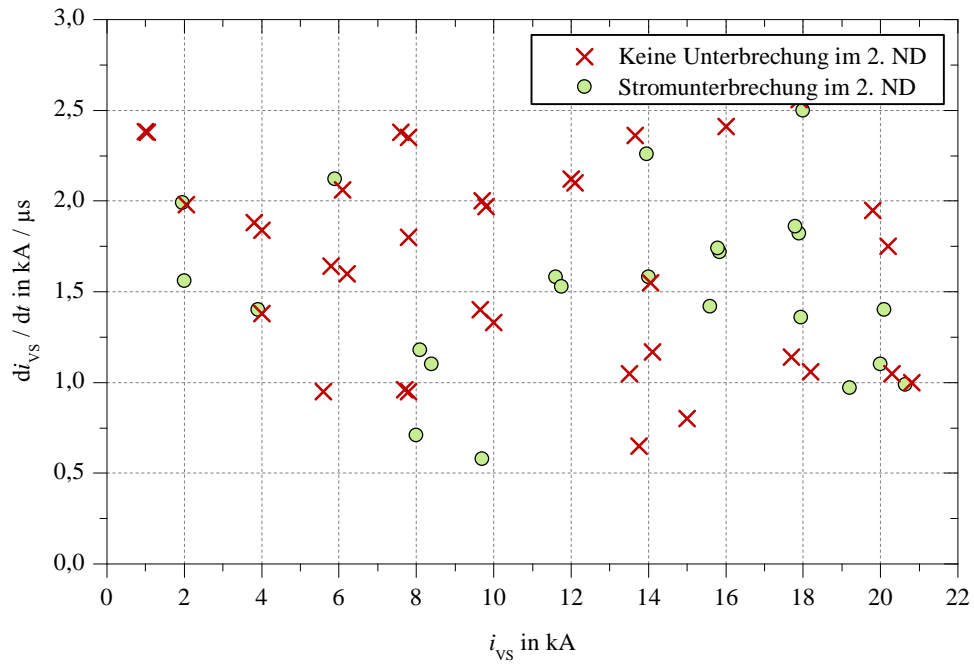


Abbildung A.16: „Direkter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls bei entgegengesetzter Stromrichtung in der Vakuumschaltröhre – Stromsteilheit beim zweiten Stromnulldurchgang über Ausschaltstrom i_{vs}

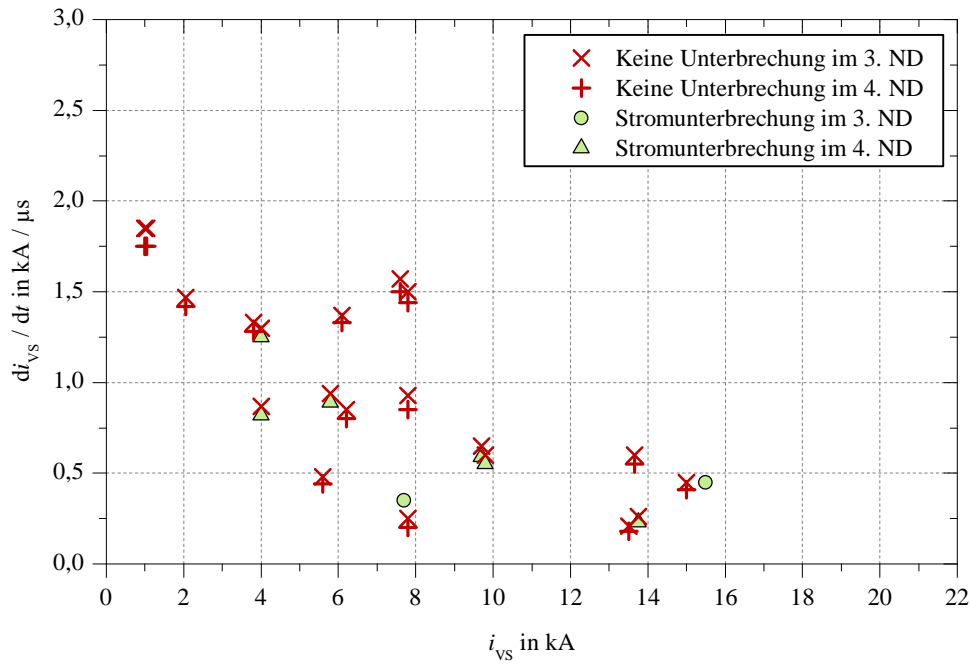


Abbildung A.17: „Direkter“ sinusförmiger Strom-Null-Impuls bei entgegengesetzter Stromrichtung in der Vakuumschaltröhre – Stromsteilheit beim dritten und vierten Stromnulldurchgang über Ausschaltstrom i_{VS}

Die Ergebnisse spiegeln das in Kapitel 5.1.1 und anhand der Abbildungen 5.5, 5.6 und A.11 erläuterte Verhalten grundsätzlich wider. Die Stromunterbrechungsfähigkeit der Vakuumschaltröhre verringert sich beim dritten, vierten oder einem späteren Stromnulldurchgang zunehmend.

4. Ergänzende Abbildungen (A.18 und A.19) zu den Untersuchungen an einer Vakuumschaltröhre mit RMF-Topfkontaktsystem mit einem sinusförmigen Strom-Null-Impuls mit negativ vorgeladenem Kondensator:

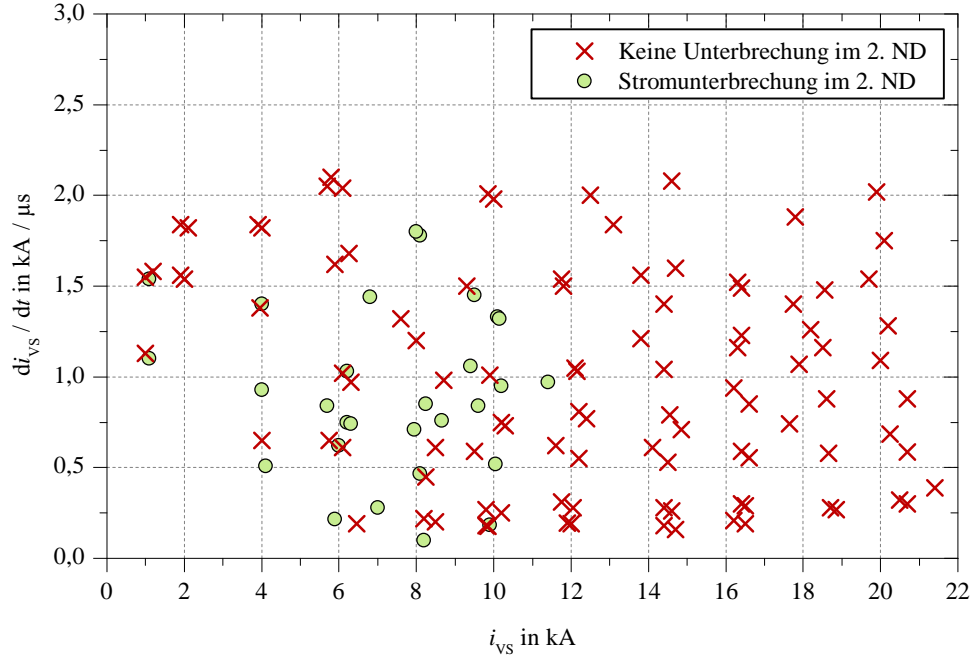


Abbildung A.18: Verhalten der Vakuumschaltröhre mit RMF-Topfkontaktsystem bei einem „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls – Stromsteilheit beim zweiten Stromnulldurchgang über Ausschaltstrom i_{VS} (Strom in der Vakuumschaltröhre zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung)

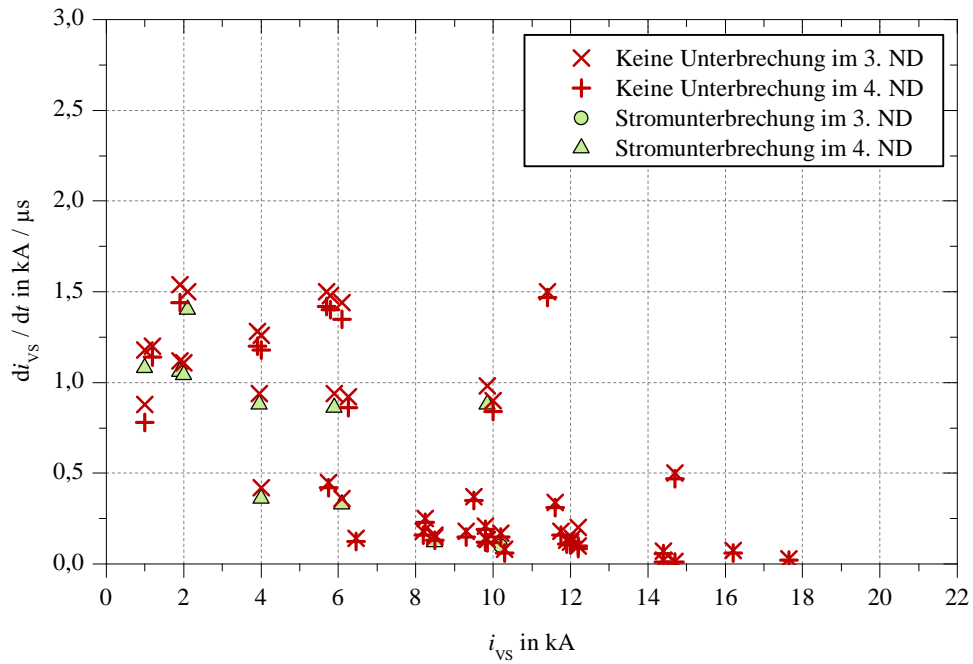


Abbildung A.19: Verhalten der Vakuumschaltröhre mit RMF-Topfkontaktsystem bei einem „direkten“ sinusförmigen Strom-Null-Impuls – Stromsteilheit beim dritten und vierten Stromnulldurchgang über Ausschaltstrom i_{VS} (Strom in der Vakuumschaltröhre zum Zeitpunkt der Strom-Null-Impulseinprägung)

Literaturverzeichnis

Literatur

- [ABB 2011] ABB Schweiz AG. *Überspannungsschutz, Metalloxidableiter in Mittelspannungsnetzen – Anwendungsrichtlinien*. 5. Auflage. 2011.
- [AC 1978] J. M. Anderson und J. J. Carroll. „Applicability of a Vacuum Interrupter as the Basic Switch Element in HVDC Breakers“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-97.5 (1978), Seiten 1893–1900. issn: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1978.354685.
- [Ago 2015] F. Agostini, U. Vemulapati, D. Torresin, M. Arnold, M. Rahimo, A. Antoniazzi, L. Raciti, D. Pessina und H. Suryanarayana. „1MW bi-directional DC solid state circuit breaker based on air cooled reverse blocking-IGCT“. In: *2015 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*. 2015, Seiten 287–292. doi: 10.1109/ESTS.2015.7157906.
- [AH 2001] Dag Andersson und Anders Henriksson. „Passive and Active DC Breakers in the Three Gorges-Changzhou HVDC Project“. In: *ICPS 2001 Conference, Wuhan, China, Sep. 03 - 05* (Sep. 2001).
- [Ahm 2012] Noman Ahmed, Staffan Norrga, Hans-Peter Nee, Arif Haider, Dirk van Hertem, Lidong Zhang und Lennart Harnefors. „HVDC Super-Grids with Modular Multilevel Converters – the Power Transmission Backbone of the Future“. In: *9th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices (SSD), 2012 IEEE*. 2012. isbn: 978-1-4673-1590-6. doi: 10.1109/SSD.2012.6198119.
- [AIS 1999] D. F. Alferov, V. P. Ivanov und V. A. Sidorov. „High-current vacuum switching devices for power energy storages“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 35.1 (1999), Seiten 323–327. issn: 00189464. doi: 10.1109/20.738425.

- [Alf 2008] D. Alferov, A. Budovsky, D. Evsin, V. Ivanov, V. Sidorov und V. Yagnov. „DC vacuum circuit-breaker“. In: *2008 XXIII International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum (ISDEIV 2008)*. 2008, Seiten 173–176. doi: 10.1109/DEIV.2008.4676747.
- [ALS 1996] G. Asplund, V. Lescale und C.E. Solver. „Direct-current breaker for high power for connection into a direct-current carrying high-voltage line“. US Patent 5,517,378. Mai 1996.
- [And 1966] J.G.P. Anderson, N. S. Ellis, F. Mason, R. G. Noble, L. H. Orton, M. P. Reece und J. G. Steel. „Synthetic testing of a.c. circuit breakers. Part 1: Methods of testing and relative severity“. In: *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers* 113.4 (1966), Seite 611. issn: 00203270. doi: 10.1049/piee.1966.0100.
- [Ari 1985] K. Arimatsu, Y. Yoshioka, S. Tokuyama, Y. Kato und K. Hirata. „Development and Interrupting Tests on 250KV 8KA HVDC Circuit Breaker“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-104.9 (1985), Seiten 2452–2459. issn: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1985.318990.
- [Arn 2015] Martin Arnold, Antonello Antoniazzi, Munaf Rahimo, Davide Pesina und Umamaheswara Vemulapati. „Reverse blocking IGCT optimised for 1 kV DC bi-directional solid state circuit breaker“. In: *IET Power Electronics* 8.12 (2015), Seiten 2308–2314. issn: 1755-4535. doi: 10.1049/iet-pe1.2015.0028.
- [AS 1998] A.M.S. Atmadji und J.G.J. Slood. „Hybrid switching: a review of current literature“. In: *International Conference on Energy Management and Power Delivery: EMPD '98*. März 1998, Seiten 683–688. doi: 10.1109/EMPD.1998.702771.
- [Ast 2010] U. Astrom, V. F. Lescale, D. Menzies, Ma Weimin und Liu Zehong. „The Xiangjiaba-Shanghai 800 kV UHVDC project, status and special aspects“. In: *2010 International Conference on Power System Technology - (POWERCON 2010)*. 2010. doi: 10.1109/POWERCON.2010.5666671.
- [Atm 2000] A. M.S. Atmadji. „Direct current hybrid breakers: A design and its realization“. Dissertation. Technische Universiteit Eindhoven, 2000. isbn: 90-386-1740-2.
- [Bac 1985] B. Bachmann, G. Mauthe, E. Ruoss, H. P. Lips, J. Porter und J. Vithayathil. „Development of a 500kV Airblast HVDC Circuit Breaker“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-104.9 (1985), Seiten 2460–2466. issn: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1985.318991.

- [Bel 2016] N. A. Belda, R. P. P. Smeets, S. Tokoyoda und H. ITO. „Testing of HVDC Circuit Breakers“. In: *Cigré 2016* A3-109 (2016).
- [Ben 1991] I. Benfatto, A. de Lorenzi, A. Maschio, W. Weigand, H.-P. Timmert und H. Weyer. „Life tests on vacuum switches breaking 50 kA unidirectional current“. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 6.2 (1991), Seiten 824–832. issn: 0885-8977. doi: 10.1109/61.131141.
- [Bet 1999] Thomas Betz. *Ausschaltverhalten von in Serie geschalteten Vakuumschaltkammern unter Berücksichtigung der Potentialaufteilung*. Band Nr. 270. Fortschritt-Berichte VDI. Reihe 21, Elektrotechnik. Düsseldorf: VDI Verlag, 1999. isbn: 978-3-18-327021-7.
- [BF 2013] M. K. Bucher und C. M. Franck. „Contribution of Fault Current Sources in Multiterminal HVDC Cable Networks“. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 28.3 (Juli 2013), Seiten 1796–1803. issn: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2013.2260359.
- [BHK 1974] H. Brumshagen, H. Hartel und D. Kind. „New Developments in Design and Testing of HVDC Circuit Breakers“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-93.5 (1974), Seiten 1353–1358. issn: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1974.293860.
- [Bin 2015] Yang Bingjian, Gao Yang, Wei Xiaoguang, He Zhiyuan, Chen Longlong und Shan Yunhai. „A hybrid circuit breaker for DC-application“. In: *2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*. 2015. doi: 10.1109/ICDCM.2015.7152036.
- [BLM 1998] P. Bettini, A. de Lorenzi und A. Maschio. „Parametric analysis of current extinction in counterpulse systems“. In: *Plasma Devices and Operations* 6.1-3 (1998), Seiten 181–192. issn: 1051-9998. doi: 10.1080/10519999808226637.
- [BMM 1988] I. Benfatto, A. Maschio und S. Manganaro. „DC breaking tests up to 55 kA in a single vacuum interrupter“. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 3.4 (1988), Seiten 1732–1738. issn: 0885-8977. doi: 10.1109/61.193978.
- [BMS 1995] R. L. Boxman, Philip J. Martin und David M. Sanders. *Handbook of vacuum arc science and technology: Fundamentals and applications*. Materials science and process technology series. Electronic materials and process technology. Park Ridge, N.J., U.S.A.: Noyes Publications, 1995. isbn: 9780815517795.
- [Bos 2015] Dirk Bosche, Ernst-Dieter Wilkening, Hendrik Kopf und Michael Kurrat. „Breaking performance investigation of hybrid DC circuit breakers: An experimental approach“. In: *2015 IEEE 61st Holm Conference on Electrical Contacts (Holm)*. 2015, Seiten 117–123. doi: 10.1109/HOLM.2015.7355084.

- [BS 2017] N. A. Belda und R. P. P. Smeets. „Test Circuits for HVDC Circuit Breakers“. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 32.1 (2017), Seiten 285–293. issn: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2016.2567783.
- [Buc 2012] M. K. Bucher, M. M. Walter, M. Pfeiffer und C. M. Franck. „Options for ground fault clearance in HVDC offshore networks“. In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2012, Seiten 2880–2887. doi: 10.1109/ECCE.2012.6342371.
- [Buc 2014] Matthias Karl Bucher. „Transient Fault Currents in HVDC VSC Networks During Pole-to-Ground Faults“. Dissertation. Zürich, Eidgenössische Technische Hochschule ETH Zürich, 2014.
- [Büc 2014] J. Büchner, J. Katzfey, O. Flörcken, A. Moser, H. Schuster, S. Dierkes, T. v. Leeuwen, L. Verheggen, M. Usler und M. v. Amelsvoort. „Moderne Verteilernetze für Deutschland“. In: *Forschungsprojekt Nr. 44/12, Abschlussbericht, Studie im Auftrag des Bundesministeriums für Wirtschaft und Energie (BMWi)* (Sep. 2014).
- [BUN 2014] Bundesministerium für Umwelt, Naturschutz, Bau und Reaktorsicherheit (BMUB), Referat Öffentlichkeitsarbeit, Referat KI I 1, 11055 Berlin. *Aktionsprogramm Klimaschutz 2020, Kabinettsbeschluss vom 3. Dezember 2014*. 2014.
- [CA 2010] Keith A. Corzine und Robert W. Ashton. „A new z-source dc circuit breaker“. In: *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2010)*. 2010, Seiten 585–590. doi: 10.1109/ISIE.2010.5637261.
- [CA 2011] Keith A. Corzine und Robert W. Ashton. „Structure and analysis of the Z-source MVDC breaker“. In: *2011 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*. 2011, Seiten 334–338. doi: 10.1109/ESTS.2011.5770893.
- [CA 2012] Keith A. Corzine und Robert W. Ashton. „A New Z-Source DC Circuit Breaker“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.6 (2012), Seiten 2796–2804. issn: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2011.2178125.
- [Cal 2012] Magnus Callavik, Anders Blomberg, Jürgen Häfner und Björn Jacobson. „The hybrid HVDC breaker“. In: *ABB Grid Systems, Technical Paper Nov’2012* (2012).
- [Cou 1982] A. Courts, J. Vithayathil, N. Hingorani, J. Porter, J. Gorman und C. Kimblin. „A New DC Breaker Used as Metallic Return Transfer Breaker“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-101.10 (1982), Seiten 4112–4121. issn: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1982.317089.

- [CP 2011] Jared Candelaria und Jae-Do Park. „VSC-HVDC system protection: A review of current methods“. In: *2011 IEEE/PES Power Systems Conference and Exposition (PSCE)*. 2011, Seiten 1–7. doi: 10.1109/PSCE.2011.5772604.
- [CS 2013] Christopher Cooper und Benjamin K. Sovacool. „Miracle or mirage? The promise and peril of desert energy part 1“. In: *Renewable Energy* 50 (2013), Seiten 628–636. issn: 09601481. doi: 10.1016/j.renene.2012.07.027.
- [Der 2014] R. Derakhshanfar, T. U. Jonsson, U. Steiger und M. Habert. „Hybrid HVDC breaker – Technology and applications in point-to-point connections and DC grids“. In: *Cigré Paris, France, 2014* (2014).
- [DGR 2012] J. Dorn, H. Gambach und D. Retzmann. „HVDC Transmission Technology for Sustainable Power Supply“. In: *2012 IEEE 9th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices (SSD)*. 2012. doi: 10.1109/SSD.2012.6198109.
- [DIP 1979] B. L. Damsky, I. Imam und W. Premerlani. „A New HVDC Circuit Breaker System Design For ± 400 kV“. In: *7 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition, 1979*. Apr. 1979, Seiten 230–236. doi: 10.1109/TDC.1979.712669.
- [DS 1993] E. Dullni und E. Schade. „Investigation of high-current interruption of vacuum circuit breakers“. In: *IEEE Transactions on Electrical Insulation* 28.4 (1993), Seiten 607–620. issn: 00189367. doi: 10.1109/14.231543.
- [DS 2012] G. Demetriades und A. Shukla. „Hybrid Circuit Breaker“. US Patent App. 13/446,601. Aug. 2012.
- [DSH 2014] R. Derakhshanfar, Steiger, T. U. Jonsson U. und M. Habert. „Hybrid HVDC breaker – A solution for future HVDC system“. In: *Cigré Paris, France, 2014* B4-304 (2014).
- [EBH 2014] Thomas Eriksson, Magnus Backman und Stefan Halén. „A low loss mechanical HVDC breaker for HVDC Grid applications“. In: *Cigré Paris, France* B4-303 (2014).
- [EGH 2014] D. Ergin, G. Griepentrog und W. Hartmann. „Trennanordnung für ein Hochspannungsgleichstromnetz“. DE Patent App. DE201,210, 217,280. März 2014.
- [EJJ 2004] En-yuan Dong, Ji-yan Zou und Ji-yuan Cong. „Development of a novel dc vacuum circuit breaker“. In: *XXIst International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum, 2004. ISDEIV*. Sep. 2004, Seiten 629–631. doi: 10.1109/DEIV.2004.1422698.

- [Emt 1980] P. R. Emtage, C. W. Kimblin, J. G. Gorman, F. A. Holmes, J. V. R. Heberlein, R. E. Voshall und P. G. Slade. „Interaction between Vacuum Arcs and Transverse Magnetic Fields with Application to Current Limitation“. In: *IEEE Transactions on Plasma Science* 8.4 (1980), Seiten 314–319. issn: 0093-3813. doi: 10.1109/TPS.1980.4317333.
- [Erg 2014] D. Ergin, H. Gambach, H.J. Knaak und A. Philipp. „Vorrichtung zum Schalten eines Gleichstroms in einem Pol eines Gleichspannungsnetzes“. EP Patent App. EP20,120,711,811. Dez. 2014.
- [FAD 2009] N. Flourentzou, V. G. Agelidis und G. D. Demetriades. „VSC-Based HVDC Power Transmission Systems: An Overview“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 24.3 (2009), Seiten 592–602. issn: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2008.2008441.
- [Fan 2015] Fan Zhang, Xu Yang, Yu Ren, Chen Li und Ruifeng Gou. „Voltage balancing optimization of series-connected IGBTs in solid-state breaker by using driving signal adjustment technique“. In: *2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*. 2015, Seiten 1–5. doi: 10.1109/IFEEEC.2015.7361512.
- [FF 2013] Lothar Fendrich und Wolfgang Fengler. *Handbuch Eisenbahninfrastruktur*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2013. isbn: 978-3-642-30020-2. doi: 10.1007/978-3-642-30021-9.
- [Fil 2015] Žarko Filipović. *Elektrische Bahnen*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2015. isbn: 978-3-642-45226-0. doi: 10.1007/978-3-642-45227-7.
- [Fra 2005] M. Francis, J. P. Dupraz, R. Besrest und J. M. Armata. „New topology of hybrid circuit breaker/current limiter for MV AES networks“. In: *Symposium - AES 2005 - ALL ELECTRIC SHIP* (2005).
- [Fra 2011] Christian M. Franck. „HVDC Circuit Breakers: A Review Identifying Future Research Needs“. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 26.2 (Apr. 2011), Seiten 998–1007. issn: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2010.2095889.
- [Gam 2014] H. Gambach, G. Griepentrog, L.R. Jaenicke, R. Maier und N. Trapp. „Switching device“. US Patent App. 14/126,134. Mai 2014.
- [Gan 2014] Zheng Ganhao. „Study on DC Circuit Breaker“. In: *2014 Fifth International Conference on Intelligent Systems Design and Engineering Applications (ISDEA)*. 2014. doi: 10.1109/ISDEA.2014.208.
- [Gar 2002] R. D. Garzon. *High voltage circuit breakers: Design and applications*. 2nd ed., rev. and expanded. Band 114. Electrical and computer engineering. New York: Marcel Dekker, 2002. isbn: 0-8247-0799-0.

- [GBK 1972] A. Greenwood, P. Barkan und W. Kracht. „HVDC Vacuum Circuit Breakers“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-91.4 (1972), Seiten 1575–1588. issn: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1972.293311.
- [Gen 1994] T. Genji, O. Nakamura, M. Isozaki, M. Yamada, T. Morita und M. Kaneda. „400 V class high-speed current limiting circuit breaker for electric power system“. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 9.3 (1994), Seiten 1428–1435. issn: 0885-8977. doi: 10.1109/61.311172.
- [GF 2000] P. van Gelder und J. A. Ferreira. „Zero volt switching hybrid DC circuit breakers“. In: *World Congress on Industrial Applications of Electrical Energy and 35th IEEE-IAS Annual Meeting*. Okt. 2000, Seiten 2923–2927. doi: 10.1109/IAS.2000.882581.
- [GG 1989] M. Glinkowski und A. Greenwood. „Some interruption criteria for short high-frequency vacuum arcs“. In: *IEEE Transactions on Plasma Science* 17.5 (1989), Seiten 741–743. issn: 0093-3813. doi: 10.1109/27.41189.
- [GHL 1973] H. Gallagher, G. Hofmann und M. Lutz. „The Crossed Field Switch Tube-A New HVDC Circuit Interrupter“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-92.2 (1973), Seiten 702–709. issn: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1973.293775.
- [GL 1972] A. Greenwood und T. Lee. „Theory and Application of the Commutation Principle for HVDC Circuit Breakers“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-91.4 (1972), Seiten 1570–1574. issn: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1972.293310.
- [Gol 2016] Karsten Golde. „Grundsatzuntersuchungen zum Schalten in Flüssigstickstoff-Umgebung mit Vakuumschaltern zur Anwendung in zukünftigen Hochtemperatur-Supraleitungs-Mittelspannungsnetzen“. Dissertation. Technische Universität Darmstadt, 2016.
- [Gor 1983a] J. G. Gorman, C. W. Kimblin, R. E. Voshall, R. E. Wien und P. G. Slade. „The Interaction of Vacuum Arcs with Magnetic Fields and Applications“. In: *IEEE Power Engineering Review* PER-3.2 (1983), Seite 19. issn: 0272-1724. doi: 10.1109/MPER.1983.5519615.
- [Gor 1983b] J. Gorman, C. Kimblin, R. Voshall, R. Wien und P. Slade. „The Interaction of Vacuum Arcs with Magnetic Fields and Applications“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-102.2 (1983), Seiten 257–266. issn: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1983.317762.
- [Gre 1994] Allan Greenwood. *Vacuum switchgear*. IEE power series 18. London: The Institution of Electrical Engineers, 1994. isbn: 0852968558.

- [Gre 1997] A. Greenwood, K. W. Kanngiesser, V. Lescale, T. Margaard und W. Schultz. „Circuit-breakers for meshed multiterminal HVDC system“. In: *Cigré JWG 13/14.08* (Juni 1997).
- [Gri 2014] W. Grieshaber, J.-P Dupraz, D.-L Penache und L. Violleau. „Development and test of a 120 kV direct current circuit breaker“. In: *Cigré Paris, France, 2014* B4-301 (2014).
- [Gri 2015] W. Grieshaber, C. C. Davidson, R. S. Whitehouse, J.-P. Dupraz und C. D. Barker. „A new ultra-fast HVDC Circuit breaker for meshed DC networks“. In: *11th IET International Conference on AC and DC Power Transmission*. Feb. 2015. doi: 10.1049/cp.2015.0021.
- [Gri 2016] Gerd Griepentrog. *Leistungselektronik I, Skriptum zur Vorlesung*. Technische Universität Darmstadt, Institut für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung. 2016.
- [Guo 2013] Guowei Ge, Minfu Liao, Xiongying Duan und Jiyan Zou. „HVDC hybrid circuit breaker based on SF6 interrupter and vacuum interrupter in series“. In: *2013 2nd International Conference on Electric Power Equipment - Switching Technology (ICEPE-ST)*. 2013, Seiten 1–4. doi: 10.1109/ICEPE-ST.2013.6804333.
- [GV 2013] E. Gaxiola und J. Vogelsang. „Gleichspannungs-Leitungsschutzschalter“. DE Patent App. DE201,110,079,723. Jan. 2013.
- [GV 2014a] E. Gaxiola und J. Vogelsang. „Dc voltage circuit breaker“. US Patent App. 14/348,739. Aug. 2014.
- [GV 2014b] E. Gaxiola und J. Vogelsang. „Dc voltage line circuit breaker“. US Patent App. 14/344,664. Aug. 2014.
- [HA 2013] J. Häfner und G. Asplund. „High voltage dc breaker apparatus“. US Patent App. 13/643,945. Feb. 2013.
- [Hal 2013] Patrick Halbach. „Einfluss des Prüfkreises auf das Abreißstromverhalten von Vakuumschaltern unter Berücksichtigung spezieller Netzkonfigurationen in der Mittelspannung“. Dissertation. Technische Universität Darmstadt, 2013.
- [Han 2014] Jutta Hanson. *Elektrische Energieversorgung III, Skriptum zur Vorlesung*. Technische Universität Darmstadt, Institut für Elektrische Energiesysteme. 2014.
- [Hel 1997] Jörg Helmer. *Hochfrequente Vorgänge zwischen Vakuum-Schaltstrecken und dreiphasigen Kreisen*. Als Ms. gedr. Berichte aus der Elektrotechnik. Aachen: Shaker Verlag, 1997. isbn: 3-8265-2570-1.
- [HF 2002] W. Holaus und K. Fröhlich. „Ultra-fast switches – a new element for medium voltage fault current limiting switchgear“. In: *Winter Meeting of the Power Engineering Society*. Jan. 2002, Seiten 299–304. doi: 10.1109/PESW.2002.985002.

- [HHJ 2014] Arman Hassanpoor, Jürgen Häfner und Björn Jacobson. „Technical Assessment of Load Commutation Switch in Hybrid HVDC Breaker“. In: *IPEC 2014 conference in Hiroshima, Japan, May 18-21, 2014* (2014).
- [Hin 2011] Volker Hinrichsen. *Metalloxid-Ableiter in Hochspannungsnetzen*. 3. Auflage. Siemens AG, 2011.
- [HJ 2011] J. Häfner und B. Jacobson. „Proactive Hybrid HVDC Breakers – A key innovation for reliable HVDC grids“. In: *Cigré symposium, Bologna, Italy, Paper 264* (Sep. 2011).
- [HJ 2012] J. Häfner und B. Jacobson. „Device and method to break the current of a power transmission or distribution line and current limiting arrangement“. US Patent App. 13/509,974. Nov. 2012.
- [HJ 2014] J. Häfner und B. Jacobson. „Device and method to break the current of a power transmission or distribution line and current limiting arrangement“. US Patent 8,717,716. Mai 2014.
- [HL 1996] J. Helmer und M. Lindmayer. „Mathematical modeling of the high frequency behavior of vacuum interrupters and comparison with measured transients in power systems“. In: *17th International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum*. Juli 1996, Seiten 323–331. doi: 10.1109/DEIV.1996.545375.
- [HLK 1973] G. Hofmann, W. Long und W. Knauer. „Inductive Test Circuit for a Fast Acting HVDC Interrupter“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-92.5 (1973), Seiten 1605–1614. issn: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1973.293708.
- [Hof 1976] G. A. Hofmann, G. L. La Barbera, N. E. Reed und L. A. Shilong. „A high speed HVDC circuit breaker with crossed-field interrupters“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* 95.4 (1976), Seiten 1182–1193. issn: 0018-9510. doi: 10.1109/T-PAS.1976.32212.
- [Hon 2009] Hongbo Li, Jiguo Zhao, Jian Xiong, Xinchun Lin und Fang Luo. „A novel topology and control strategy of DC fault current limiter“. In: *INTELEC 2009 - 2009 International Telecommunications Energy Conference*. 2009, Seiten 1–4. doi: 10.1109/INTLEC.2009.5351891.
- [HT 1982] F. W. Holroyd und V.A.K. Temple. „Power Semiconductor Devices for Hybrid Breakers“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-101.7 (1982), Seiten 2103–2108. issn: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1982.317427.

- [HT 1998] Toshiyuki Hayashi und Masahiro Takasaki. „Transmission capability enhancement using power electronics technologies for the future power system in Japan“. In: *Electric Power Systems Research* 44.1 (1998), Seiten 7–14. issn: 03787796. doi: 10.1016/S0378-7796(97)01204-2.
- [Ito 1997] H. Ito, S. Hamano, K. Ibuki, K. Yoshinaga, K. Yamaji, T. Hasegawa und H. Irokawa. „Instability of DC arc in SF6 circuit breaker“. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 12.4 (1997), Seiten 1508–1513. issn: 0885-8977. doi: 10.1109/61.634168.
- [Jad 2009a] J. Jadidian. „A Compact Design for High Voltage Direct Current Circuit Breaker“. In: *IEEE Transactions on Plasma Science* 37.6 (2009), Seiten 1084–1091. issn: 0093-3813. doi: 10.1109/TPS.2009.2019979.
- [Jad 2009b] Jouya Jadidian, Kaveh Niayesh, Ehsan Hashemi, Edris Agheb und Amir A. Shayegani. „Numerical Simulation of an Explosively Driven HVDC Circuit Breaker“. In: *Journal of Plasma and Fusion Research* 01/2009; 8:1491-1495 8 (Jan. 2009), Seiten 1491–1495.
- [Jan 2015] Hyun-Jae Jang, Woo-Young Lee, Sang-hun Park und Jin-Kyo Chong. „A configuration concept of solid state switch for 2kV class DC circuit breaker“. In: *2015 3rd International Conference on Electric Power Equipment – Switching Technology (ICEPE-ST)*. 2015, Seiten 435–437. doi: 10.1109/ICEPE-ST.2015.7368446.
- [JCB 2012] Swanand Juvekar, Bobby Compton und Subhashish Bhattacharya. „A fast acting DC solid state fault isolation device (FID) with Si and SiC devices for MVDC distribution system“. In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2012, Seiten 2005–2010. doi: 10.1109/ECCE.2012.6342566.
- [Jin 1983] T. Jinzenji, H. Nishikawa, T. Sakuma, K. Yokokura, S. Kobayashi, Y. Ishigame und T. Hosokawa. „Development of Zinc Oxide Ceramic Energy Absorbers for DC Thyristor Circuit Breakers“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-102.5 (1983), Seiten 1429–1436. issn: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1983.318097.
- [JK 1986] Toshimasa Jinzenji und Toshiaki Kudor. „GTO DC Circuit Breaker Based on a Single-Chip Microcomputer“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* IE-33.2 (1986), Seiten 138–143. issn: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.1986.350206.
- [JS 1998] R. Jungblut und R. Sittig. „Hybrid high-speed DC circuit breaker using charge-storage diode“. In: *1998 Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference*. Mai 1998, Seiten 95–99. doi: 10.1109/ICPS.1998.692551.

- [KBR 2013] Koalitionsvertrag zwischen CDU, CSU und SPD. 18. Legislaturperiode der Bundesrepublik Deutschland. Dez. 2013.
- [KCK 2015] Jin-young Kim, Seung-soo Choi und In-dong Kim. „A novel reclosing and rebreaking DC solid state circuit breaker“. In: *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2015-ECCE Asia)*. 2015, Seiten 1282–1288. doi: 10.1109/ICPE.2015.7167945.
- [Kha 2015a] Umer Amir Khan, Jong-Geon Lee, Faisal Amir und Bang-Wook Lee. „A Novel Model of HVDC Hybrid-Type Superconducting Circuit Breaker and Its Performance Analysis for Limiting and Breaking DC Fault Currents“. In: *IEEE Transactions on Applied Superconductivity* 25.6 (2015), Seiten 1–9. issn: 1051-8223. doi: 10.1109/TASC.2015.2477373.
- [Kha 2015b] Umer Amir Khan, Jong-Geon Lee, Sung-Woo Lim, Bang-Wook Lee, Young-Geun Kim und JungWook Sim. „A comparative study on electrical and thermal stress distribution across fundamental components of conventional and superconducting hybrid type HVDC circuit breakers“. In: *2015 3rd International Conference on Electric Power Equipment – Switching Technology (ICEPE-ST)*. 2015, Seiten 574–579. doi: 10.1109/ICEPE-ST.2015.7368406.
- [Kim 2015a] B. C. Kim, Y. H. Chung, H. D. Hwang und H. S. Mok. „Comparison of inverse current injecting HVDC circuit breaker“. In: *2015 3rd International Conference on Electric Power Equipment – Switching Technology (ICEPE-ST)*. Okt. 2015, Seiten 501–505. doi: 10.1109/ICEPE-ST.2015.7368341.
- [Kim 2015b] Byoung-Choul Kim, Young-Hwan Chung, Hui-Dong Hwang und Hyung-Soo Mok. „Development of HVDC circuit breaker with fast interruption speed“. In: *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2015-ECCE Asia)*. Juni 2015, Seiten 2844–2848. doi: 10.1109/ICPE.2015.7168175.
- [Kir 2012] N. M. Kirby. „HVDC system solutions“. In: *Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D), 2012 IEEE PES*. 2012. isbn: 978-1-4673-1934-8. doi: 10.1109/TDC.2012.6281583.
- [Kis 1974] Keiji Kishi, Katsuhiko Takigami, Mitsuyoshi Morohoshi und Atsufumi Takenaka. „Ultra high-speed solid-state circuit breakers for AC and DC power lines“. In: *1974 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 1974, Seiten 313–320. doi: 10.1109/PESC.1974.7074363.

- [KRG 2011] M. Kempkes, I. Roth und M. Gaudreau. „Solid-state circuit breakers for Medium Voltage DC power“. In: *2011 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*. 2011, Seiten 254–257. doi: 10.1109/ESTS.2011.5770877.
- [KSD 2012] Rudraksh Kapoor, Anshuman Shukla und Georgios Demetriades. „State of art of power electronics in circuit breaker technology“. In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2012, Seiten 615–622. doi: 10.1109/ECCE.2012.6342764.
- [LB 2002] Lianxiang Tang und Boon-Teck Ooi. „Protection of VSC-multi-terminal HVDC against DC faults“. In: *PESC 2002 - Power Electronics Specialists Conference*. Juni 2002, Seiten 719–724. doi: 10.1109/PSEC.2002.1022539.
- [LCI 2005] G. B. de Lange, A. M. Chol und N. M. Ijumba. „Application of high-power semiconductor technology in DC traction circuitbreakers“. In: *Inaugural IEEE PES 2005 Conference and Exposition in Africa*. Juli 2005, Seiten 494–498. doi: 10.1109/PESAFR.2005.1611872.
- [Lee 1985] A. Lee, P. Slade, K. Yoon, J. Porter und J. Vithayathil. „The Development of a HVDC SF6 Breaker“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-104.10 (1985), Seiten 2721–2729. issn: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1985.319113.
- [Les 2012] V. Lescale. „High voltage direct current circuit breaker arrangement and method“. US Patent App. 13/130,834. Feb. 2012.
- [LH 1974] Michael A. Lutz und Gunter A. Hofmann. „The Gamitron - A High Power Crossed-Field Switch Tube for HVDC Interruption“. In: *IEEE Transactions on Plasma Science* 2.1 (1974), Seiten 11–24. issn: 0093-3813. doi: 10.1109/TPS.1974.4316800.
- [Li 2014] Haijin Li, Jianan Zhou, Zhaoyu Liu und Dehong Xu. „Solid State DC Circuit Breaker for Super Uninterruptible Power Supply“. In: *2014 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*. 2014, Seiten 1230–1235. doi: 10.1109/PEAC.2014.7038038.
- [Lia 2014] Liangyi Tang, Bin Wu, Venkata Yaramasu, Weirong Chen und Hus-sain S. Athab. „Fast acting DC circuit breaker for HVDC transmission line based on DC/DC chopper“. In: *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 ECCE-ASIA)*. 2014, Seiten 3695–3701. doi: 10.1109/IPEC.2014.6870029.

- [Lil 2015] Lars Liljestrand, Magnus Backman, Lars Jonsson, Edgar Dullni und Marco Riva. „Medium voltage DC vacuum circuit breaker“. In: *2015 3rd International Conference on Electric Power Equipment – Switching Technology (ICEPE-ST)*. 2015, Seiten 495–500. doi: 10.1109/ICEPE-ST.2015.7368340.
- [Lim 2016] Tee C. Lim, Stephen J. Finney, Yunhai Shan und Barry W. Williams. „Successful fault current interruption on DC circuit breaker“. In: *IET Power Electronics* 9.2 (2016), Seiten 207–218. issn: 1755-4535. doi: 10.1049/iet-pe1.2015.0351.
- [Lin 1987] Manfred Lindmayer. *Schaltgeräte: Grundlagen, Aufbau, Wirkungsweise*. Berlin: Springer-Verlag, 1987. isbn: 3-540-16706-4.
- [Lip 2003] Hans Joachim Lippmann. *Schalten im Vakuum: Physik und Technik der Vakuumschalter*. Berlin und Offenbach: VDE Verlag GmbH, 2003. isbn: 3-8007-2317-4.
- [Liu 2015a] Luhui Liu, Jinwu Zhuang, Chen Wang, Zhuangxian Jiang, Jin Wu und Bo Chen. „A Hybrid DC Vacuum Circuit Breaker for Medium Voltage: Principle and First Measurements“. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 30.5 (2015), Seiten 2096–2101. issn: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2014.2384023.
- [Liu 2015b] Siyuan Liu, Yi Yang, Haoran Wang, Zhenxing Wang, Zhiyuan Liu, Yingsan Geng und Jianhua Wang. „DC current interruption by a combination of electric fuse and vacuum switch“. In: *2015 3rd International Conference on Electric Power Equipment – Switching Technology (ICEPE-ST)*. 2015, Seiten 246–250. doi: 10.1109/ICEPE-ST.2015.7368336.
- [Liu 2015c] Yuan Liu, Xiaoguang Wei, Chong Gao und Junzheng Cao. „Topological analysis of HVDC circuit breaker with coupling transformer“. In: *2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*. 2015, Seiten 129–134. doi: 10.1109/ICDCM.2015.7152023.
- [LRX 2014] David Lawes, Li Ran und Zhenyu Xu. „Design of a solid-state D.C. circuit breaker for light rail transit power supply network“. In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2014, Seiten 350–357. doi: 10.1109/ECCE.2014.6953414.
- [Mar 2013] R. Marquardt. „Circuit arrangements for electronically controlled dc grids“. US Patent App. 13/988,936. Okt. 2013.

- [MC 2014] Atif Maqsood und Keith Corzine. „The Z-source breaker for fault protection in ship power systems“. In: *2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2014)*. 2014, Seiten 307–312. doi: 10.1109/SPEEDAM.2014.6872131.
- [MD 2006] C. Meyer und R. W. de Doncker. „Solid-state circuit breaker based on active thyristor topologies“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 21.2 (2006), Seiten 450–458. issn: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2005.869756.
- [MHD 2004] C. Meyer, M. Hoing und R. W. de Doncker. „Novel solid-state circuit breaker based on active thyristor topologies“. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*. 2004, Seiten 2559–2564. doi: 10.1109/PESC.2004.1355232.
- [Mia 2015] Zhenyu Miao, Gourab Sabui, Aozhu Chen, Yan Li, Z. John Shen, Jun Wang, Zhikang Shuai, An Luo, Xin Yin und Mengxuan Jiang. „A self-powered ultra-fast DC solid state circuit breaker using a normally-on SiC JFET“. In: *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2015, Seiten 767–773. doi: 10.1109/APEC.2015.7104436.
- [MKD 2005] C. Meyer, M. Kowal und R. W. de Doncker. „Circuit breaker concepts for future high-power DC-applications“. In: *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005*. Okt. 2005, Seiten 860–866. doi: 10.1109/IAS.2005.1518439.
- [Mob 2014] M. Mobarrez, M. G. Kashani, S. Bhattacharya und R. Adapa. „Comparative study of DC circuit breakers using realtime simulations“. In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2014, Seiten 3736–3742. doi: 10.1109/IECON.2014.7049056.
- [MOC 2015] Atif Maqsood, Allan Overstreet und Keith Corzine. „Modified Z-Source Dc Circuit Breaker Topologies“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* (2015), Seite 1. issn: 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2015.2511588.
- [Mok 2014] A. Mokhberdoran, H. Leite, A. Carvalho und N. Silva. „A Review on HVDC Circuit Breakers“. In: *3rd Renewable Power Generation Conference (RPG 2014)*. Sep. 2014. doi: 10.1049/cp.2014.0859.
- [Mor 1963] C. Morris. „Synthetic testing of circuit-breakers“. In: *Students Quarterly Journal* 34.134 (1963), Seite 67. issn: 00392871. doi: 10.1049/sqj.1963.0058.

- [MPW 1976] T. Mukutmoni, W. M. Parsons und H. H. Woodson. „A new synthetic test installation for testing vacuum interrupters“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* 95.4 (1976), Seiten 1311–1317. issn: 0018-9510. doi: 10.1109/T-PAS.1976.32225.
- [MR 2006] J.-M. Meyer und A. Rufer. „A DC Hybrid Circuit Breaker With Ultra-Fast Contact Opening and Integrated Gate-Commutated Thyristors (IGCTs)“. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 21.2 (2006), Seiten 646–651. issn: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2006.870981.
- [MT 1995] P. M. McEwan und S. B. Tennakoon. „A two-stage DC thyristor circuit breaker“. In: *1995 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC'95*. März 1995, Seiten 935–940. doi: 10.1109/APEC.1995.469052.
- [MT 1997] P. M. McEwan und S. B. Tennakoon. „A two-stage DC thyristor circuit breaker“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 12.4 (1997), Seiten 597–607. issn: 0885-8993. doi: 10.1109/63.602554.
- [MU 2007] Kala Meah und Sadrul Ula. „Comparative Evaluation of HVDC and HVAC Transmission Systems“. In: *2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting*. 2007. doi: 10.1109/PES.2007.385993.
- [Mül 2003] Ansgar Müller. *Mittelspannungstechnik - Schaltgeräte und Schaltanlagen*. Siemens AG Berlin/München. 2003.
- [MWH 2009] Jianguo Mu, Li Wang und Jie Hu. „Analysis and design of topological structure for DC solid-state circuit breaker“. In: *2009 World Non-Grid-Connected Wind Power and Energy Conference (WNWEC 2009)*. 2009, Seiten 1–5. doi: 10.1109/WNWEC.2009.5335794.
- [MWH 2010] Mu Jian-guo, Wang Li und Hu Jie. „Research on main circuit topology for a novel DC solid-state circuit breaker“. In: *2010 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*. 2010, Seiten 926–930. doi: 10.1109/ICIEA.2010.5515678.
- [Nak 2001] H. Nakao, Y. Nakagoshi, M. Hatano, T. Koshizuka, S. Nishiwaki, A. Kobayashi, T. Murao und S. Yanabu. „DC current interruption in HVDC SF₆ gas MRTB by means of self-excited oscillation superimposition“. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 16.4 (2001), Seiten 687–693. issn: 0885-8977. doi: 10.1109/61.956757.
- [NMY 2008] Y. Niwa, J. Matsuzaki und K. Yokokura. „The basic investigation of the high-speed VCB and its application for the DC power system“. In: *2008 XXIII International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum (ISDEIV 2008)*. 2008, Seiten 107–112. doi: 10.1109/DEIV.2008.4676731.

- [NX 2014] Shahram Negari und David Xu. „A new solid-state HVDC circuit breaker topology for offshore wind farms“. In: *2014 IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. 2014, Seiten 1–5. doi: 10.1109/PEDG.2014.6878653.
- [NYM 2010] Y. Niwa, K. Yokokura und J. Matsuzaki. „Fundamental investigation and application of high-speed VCB for DC power system of railway“. In: *2010 24th International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum (ISDEIV)*. 2010, Seiten 125–128. doi: 10.1109/DEIV.2010.5625767.
- [Oda 2007] Hiromi Odaka, Masataka Yamada, Ryohei Sakuma, Cuie Ding, Eiji Kaneko und Satoru Yanabu. „DC interruption characteristic of vacuum circuit breaker“. In: *Electrical Engineering in Japan* 161.1 (2007), Seiten 17–25. issn: 04247760. doi: 10.1002/eej.20362.
- [Ohl 2013] D. Ohlsson, E. Panousis, J. Häfner, M. Bujotzek und P. Skarby. „Method, circuit breaker and switching unit for switching off high-voltage dc currents“. US Patent App. 13/925,533. Okt. 2013.
- [OMC 2014] Allan Overstreet, Atif Maqsood und Keith Corzine. „Modified z-source DC circuit breaker topologies“. In: *2014 Clemson University Power Systems Conference (PSC)*. 2014, Seiten 1–6. doi: 10.1109/PSC.2014.6808121.
- [Pau 1988] B. Pauli, G. Mauthe, E. Ruoss, G. Ecklin, J. Porter und J. Vithayathil. „Development of a high current HVDC circuit breaker with fast fault clearing capability“. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 3.4 (1988), Seiten 2072–2080. issn: 0885-8977. doi: 10.1109/61.194019.
- [Pen 2012] Chang Peng, Jia-liang Wen, Xiu-huan Wang, Zhi-gang Liu und Kun-shan Yu. „Application Research and Prototype Development of ± 800 kV UHVDC Breaker“. In: *2012 Second International Conference on Intelligent System Design and Engineering Application (ISDEA)*. 2012, Seiten 1387–1391. doi: 10.1109/ISdea.2012.750.
- [PHS 2015] Chang Peng, Alex Q. Huang und Xiaoqing Song. „Current commutation in a medium voltage hybrid DC circuit breaker using 15 kV vacuum switch and SiC devices“. In: *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2015, Seiten 2244–2250. doi: 10.1109/APEC.2015.7104661.
- [Pol 2001] H. Polman, J. A. Ferreira, M. Kaanders, B. H. Evenblij und P. van Gelder. „Design of a bi-directional 600 V/6 kA ZVS hybrid DC switch using IGBTs“. In: *2001 IEEE Industry Applications Society 36th Annual Meeting - IAS'01*. 2001, Seiten 1052–1059. doi: 10.1109/IAS.2001.955596.

- [PPS 1999] J. A. Pappas, S. P. Pish und M. J. Salinas. „Characterization of triggered vacuum switches for high current operation“. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 35.1 (1999), Seiten 367–371. issn: 00189464. doi: 10.1109/20.738433.
- [Pre 1982] W. J. Premerlani. „Forced Commutation Performance of Vacuum Switches for HVDC Breaker Application“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-101.8 (1982), Seiten 2721–2727. issn: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1982.317643.
- [Pre 2013] P. Prempraneerach, M. G. Angle, J. L. Kirtley, G. E. Karniadakis und C. Chrysosostomidis. „Optimization of a z-source DC circuit breaker“. In: *2013 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*. 2013, Seiten 480–486. doi: 10.1109/ESTS.2013.6523780.
- [Puc 1968] W. Pucher. „Fundamentals of HVDC interruption“. In: *Electra* 5 (Juni 1968), Seiten 24–38.
- [Puc 1971] W. Pucher, P. Joss, B. Koetzold, T. H. Lee und V. Zajic. „HVDC switching devices and arrangements“. In: *Electra* 18 (Juli 1971), Seiten 9–65.
- [PZ 2002] A. Pokryvailo und I. Ziv. „A hybrid repetitive opening switch for inductive storage systems and protection of DC circuits“. In: *Conference Record of the Twenty-Fifth International Power Modulator Symposium and 2002 High-Voltage Workshop. International Power Modulator Conference*. 2002, Seiten 612–615. doi: 10.1109/MODSYM.2002.1189554.
- [PZB 2009] R. Piovan, L. Zanotto und T. Bonicelli. „Vacuum Breaker for High DC Current: Experimental Performances and Operational Limits“. In: *IEEE Transactions on Plasma Science* 37.1 (2009), Seiten 229–235. issn: 0093-3813. doi: 10.1109/TPS.2008.2005671.
- [Ren 2013] Zhigang Ren, Ruiguang Ma, Hao Sun, Jiaqi Ning, Zhixin Chen und Chunping Niu. „Experimental investigation of arc characteristics in medium-voltage DC circuit breaker“. In: *TENCON 2013 - 2013 IEEE Region 10 Conference*. 2013, Seiten 1–4. doi: 10.1109/TENCON.2013.6718987.
- [Ron 2007] L. Ronström, M. L. Hoffstein, R. Pajo und M. Lahtinen. „The Estlink HVDC Light® Transmission System“. In: *SECURITY AND RELIABILITY OF ELECTRIC POWER SYSTEMS, CIGRÉ Regional Meeting, June 18-20, 2007, Tallinn, Estonia* (Juni 2007).
- [Ruo 1985] E. Ruoss. „Development of a 500 kV Airblast HVDC Breaker“. In: *Third Meeting - All India EHV Forum, New Delhi, April 22 - 24* (1985).

- [Sak 1981] M. Sakai, Y. Kato, S. Tokuyama, H. Sugawara und K. Arimatsu. „Development and Field Application of Metallic Return Protecting Breaker for HVDC Transmission“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-100.12 (1981), Seiten 4860–4868. issn: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1981.316449.
- [SBZ 2005] P. Sellier, R. Besrest und C. Zimmermann. „Dispositif disjoncteur hybride“. US Patent App. 10/895,456. Juli 2005.
- [SBZ 2009] P. Sellier, R. Besrest und C. Zimmermann. „Hybrid circuit breaker device“. US Patent 7,508,636. März 2009.
- [Sch 2010] Klaus Schon. *Stoßspannungs- und Stoßstrommesstechnik*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2010. isbn: 978-3-642-13116-5. doi: 10.1007/978-3-642-13117-2.
- [Sch 2012a] Daniel Schmitt. *Modular multilevel converter M2C für multiterminal HVDC*. Band 7. Forschungsberichte Leistungselektronik und Steuerungen. Aachen: Shaker, 2012. isbn: 978-3-8440-1499-0.
- [Sch 2012b] Adolf J. Schwab. *Elektroenergiesysteme*. Dordrecht: Springer, 2012. isbn: 978-3-642-21957-3.
- [Sen 1984] T. Senda, T. Tamagawa, K. Higuchi, T. Horiuchi und S. Yanabu. „Development of HVDC Circuit Breaker Based on Hybrid Interruption Scheme“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-103.3 (1984), Seiten 545–552. issn: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1984.318743.
- [SH 2012] A. Salloum und G. T. Heydt. „Innovative HVDC Connections in Power Transmission Systems“. In: *Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D), 2012 IEEE PES*. 2012. isbn: 978-1-4673-1934-8. doi: 10.1109/TDC.2012.6281423.
- [She 2001] B. L. Sheng. „Design consideration of Weil-Dobke synthetic testing circuit for the interrupting testing of HV AC circuit breakers“. In: *2001 IEEE Power Engineering Society winter meeting conference proceedings*. New York: IEEE, 2001, Seiten 295–299. isbn: 0-7803-6672-7. doi: 10.1109/PESW.2001.917051.
- [She 2008] Baoliang Sheng. „A synthetic test circuit for current switching tests of HVDC circuit breakers“. In: *2008 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*. Apr. 2008, Seiten 1–4. doi: 10.1109/TDC.2008.4517172.
- [She 2015a] Z. John Shen, Aref M. Roshandeh, Zhenyu Miao und Gourab Sabui. „Ultrafast autonomous solid state circuit breakers for shipboard DC power distribution“. In: *2015 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*. 2015, Seiten 299–305. doi: 10.1109/ESTS.2015.7157908.

- [She 2015b] Z. John Shen, Gourab Sabui, Zhenyu Miao und Zhikang Shuai. „Wide-Bandgap Solid-State Circuit Breakers for DC Power Systems: Device and Circuit Considerations“. In: *IEEE Transactions on Electron Devices* 62.2 (2015), Seiten 294–300. issn: 0018-9383. doi: 10.1109/TED.2014.2384204.
- [Shi 1979] R. Shimada, K. Tani, H. Kishimoto, S. Tamura, H. Ikeda, T. Tamagawa, S. Yanabu und T. Matsushita. „Synthetic test methods of high-direct-current circuit breaker“. In: *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers* 126.10 (1979), Seite 965. issn: 00203270. doi: 10.1049/piee.1979.0178.
- [Shi 2010] Z. Q. Shi, S. L. Jia, M. Ma, X. C. Song, H. Y. Yang, C. Liu und L. J. Wang. „Investigation on DC interruption based on artificial current zero of vacuum switch“. In: *2010 24th International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum (ISDEIV)*. 2010, Seiten 158–161. doi: 10.1109/DEIV.2010.5625875.
- [Shi 2015] Z. Shi, Y. Zhang, S. Jia, X. Song, L. Wang und M. Chen. „Design and numerical investigation of A HVDC vacuum switch based on artificial current zero“. In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 22.1 (2015), Seiten 135–141. issn: 1070-9878. doi: 10.1109/TDEI.2014.004533.
- [Ska 2013] P. Skarby. „High voltage dc breaker apparatus“. US Patent App. 13/697,204. März 2013.
- [Sko 2006] Jan-Erik Skog, Kees Koreman, Bo Pääjärvi, Thomas Worzyk und Thomas Andersröd. „The Norned HVDC cable link—A power transmission highway between Norway and The Netherlands“. In: *Proceedings of Energet 2006 / Technical report. ABB; 2007* (2006).
- [SKY 2014] R. P. P. Smeets, V. Kertész und A. Yanushkevich. „Modelling and Experimental Verification of DC Current Interruption Phenomena and Associated Test-Circuits“. In: *Cigré Paris, France, 2014 A3-114* (2014).
- [Sla 2008] Paul G. Slade. *The vacuum interrupter: Theory, design, and application*. Boca Raton: CRC Press, 2008. isbn: 978-0-8493-9091-3.
- [SLR 2013] Tobias Samus, Bastian Lang und Holger Rohn. „Assessing the natural resource use and the resource efficiency potential of the Desertec concept“. In: *Solar Energy* 87 (2013), Seiten 176–183. issn: 0038092X. doi: 10.1016/j.solener.2012.10.011.
- [SMD 2002] S. Schroder, C. Meyer und R. W. de Doncker. „Solid-state circuit breakers and current-limiting devices for medium-voltage systems“. In: *Eighth IEEE International Power Electronics Conference (CEIP 2002)*. Okt. 2002, Seiten 91–95. doi: 10.1109/CIEP.2002.1216642.

- [Sme 2015] R. P. P. Smeets, A. Yanushkevich, N. A. Belda und R. Scharrenberg. „Design of test-circuits for HVDC circuit breakers“. In: *2015 3rd International Conference on Electric Power Equipment – Switching Technology (ICEPE-ST)*. 2015, Seiten 229–234. doi: 10.1109/ICEPE-ST.2015.7368338.
- [ST 2012] Kenichiro Sano und Masahiro Takasaki. „A surge-less solid-state dc circuit breaker for voltage source converter based HVDC transmission systems“. In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2012, Seiten 4426–4431. doi: 10.1109/ECCE.2012.6342220.
- [ST 2014] Kenichiro Sano und Masahiro Takasaki. „A Surgeless Solid-State DC Circuit Breaker for Voltage-Source-Converter-Based HVDC Systems“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 50.4 (2014), Seiten 2690–2699. issn: 00939994. doi: 10.1109/TIA.2013.2293819.
- [Ste 2001] Michael Steurer. „Ein hybrides Schaltsystem für Mittelspannung zur strombegrenzenden Kurzschlussunterbrechung“. Dissertation. Technische Wissenschaften ETH Zürich, 2001.
- [Ste 2003] M. Steurer, K. Fröhlich, W. Halaus und K. Kaltenegger. „A novel hybrid current-limiting circuit breaker for medium voltage: Principle and test results“. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 18.2 (2003), Seiten 460–467. issn: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2003.809614.
- [Suz 2007] Masato Suzuki, Yoshihiko Matsuda, Akihiko Watanabe, Masaru Haga, Ayumu Morita und Akihito Yano. „Development of DC High Speed Vacuum Circuit Breaker(HSVCB) Complying with IEC Standard“. In: *Proceedings of International Symposium on EcoTopia Science 2007, ISETS07* (2007), Seiten 521–525.
- [Tah 2015] K. Tahata, S. El Oukaili, K. Kamei, D. Yoshida, Y. Kono, R. Yamamoto und H. Ito. „HVDC circuit breakers for HVDC grid applications“. In: *11th IET International Conference on AC and DC Power Transmission*. Feb. 2015. doi: 10.1049/cp.2015.0018.
- [Tan 2015] Guangfu Tang, Zhiyuan He, Hui Pang, Xiaoming Huang und Xiaoping Zhang. „Basic topology and key devices of the five-terminal DC grid“. In: *CSEE Journal of Power and Energy Systems* 1.2 (2015), Seiten 22–35. issn: 2096-0042. doi: 10.17775/CSEEJPES.2015.00016.
- [TBT 2015] Tiefu Zhao, Vijay Bhavaraju und Peter Theisen. „Hybrid DC switch for solar array fault protection“. In: *2015 IEEE 42nd Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*. 2015, Seiten 1–6. doi: 10.1109/PVSC.2015.7356397.

- [TM 1994] S. B. Tennakoon und P. M. McEwan. „Short-circuit interruption performance of thyristor circuit breakers“. In: *1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - ASPEC'94*. Feb. 1994, Seiten 832–838. doi: 10.1109/APEC.1994.316312.
- [Tok 1987] S. Tokuyama, K. Hirasawa, Y. Yoshioka und Y. Kato. „Simulations on Interruption of Circuit Breaker in HVDC System with Two Parallel Transmission Lines“. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 2.3 (1987), Seiten 772–778. issn: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.1987.4308177.
- [Tok 2015] S. Tokoyoda, M. Sato, K. Kamei, D. Yoshida, M. Miyashita, K. Kikuchi und H. Ito. „High frequency interruption characteristics of VCB and its application to high voltage DC circuit breaker“. In: *2015 3rd International Conference on Electric Power Equipment – Switching Technology (ICEPE-ST)*. Okt. 2015, Seiten 117–121. doi: 10.1109/ICEPE-ST.2015.7368353.
- [Tuc 2015] Maximilian Nikolaus Tuzcek. „Experimentelle Untersuchungen zur Mehrfachimpulsbelastbarkeit von Metalloxidvaristoren für Anwendungen in der elektrischen Energietechnik“. Dissertation. Technische Universität Darmstadt, 2015.
- [Ued 1993] T. Ueda, M. Morita, H. Arita, Y. Kida, Y. Kurosawa und T. Yamagiwa. „Solid-state current limiter for power distribution system“. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 8.4 (1993), Seiten 1796–1801. issn: 0885-8977. doi: 10.1109/61.248287.
- [VG 2010] Dirk Van Hertem und Mehrdad Ghandhari. „Multi-terminal VSC HVDC for the European supergrid: Obstacles“. In: *Renewable and sustainable energy reviews* 14.9 (2010), Seiten 3156–3163.
- [Vit 1985] J. Vithayathil, A. Courts, W. Peterson, N. Hingorani, S. Nilsson und J. Porter. „HVDC Circuit Breaker Development and Field Tests“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-104.10 (1985), Seiten 2692–2705. issn: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1985.319110.
- [VL 1986] R. E. Voshall und A. Lee. „Capacitor Energy Storage Synthetic Testing of H. V. D. C. Circuit Breakers“. In: *IEEE Power Engineering Review* PER-6.1 (1986), Seite 50. issn: 0272-1724. doi: 10.1109/MPER.1986.5528243.
- [Wal 2013] Michael Max Walter. „Switching arcs in passive resonance HVDC circuit breakers“. Dissertation. Zürich, Eidgenössische Technische Hochschule ETH Zürich, 2013.

- [Wil 1991] Ernst-Dieter Wilkening. *Vorgänge im Hochfrequenz-Stromnulldurchgang von Vakuumschaltstrecken*. Als Ms. gedr. Band Nr. 103, Reihe 21. Fortschritt-Berichte / VDI Elektrotechnik. Düsseldorf: VDI-Verl., 1991. isbn: 3-18-140321-0.
- [Win 2015] Arendt Wintrich, Ulrich Nicolai, Werner Tursky und Tobias Reimann. *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. 2. überarbeitete Auflage. Ilmenau, Nürnberg, Uttenreuth-Erlangen: SEMIKRON International GmbH, ISLE Verlag, 2015. isbn: 978-3-938843-85-7.
- [WLR 1996] E.-D. Wilkening, M. Lindmayer und U. Reininghaus. „A test method for 50 Hz interruption capability of contact materials for vacuum interrupters“. In: *1996 XVIIth International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum*. Piscataway: IEEE, Juli 1996, Seiten 332–336. isbn: 0-7803-2906-6. doi: 10.1109/DEIV.1996.545376.
- [WM 2013] Yeqi Wang und Rainer Marquardt. „Future HVDC-grids employing modular multilevel converters and hybrid DC-breakers“. In: *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. 2013, Seiten 1–8. doi: 10.1109/EPE.2013.6631861.
- [WM 2015] Y. Wang und R. Marquardt. „Performance of a new fast switching DC-Breaker for meshed HVDC-Grids“. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '15 ECCE Europe)*. 2015, Seiten 1–9. doi: 10.1109/EPE.2015.7309255.
- [Wu 2015] Yifei Wu, Mingzhe Rong, Yi Wu, Fei Yang, Mei Li, Jianying Zhong, Guohui Han, Chunping Niu und Yang Hu. „Investigation of DC hybrid circuit breaker based on high-speed switch and arc generator“. In: *Review of Scientific Instruments* 86.2 (2015), Seiten 024704-1–024704-8. issn: 0034-6748. doi: 10.1063/1.4907541.
- [Xia 2014] Wang Xiang, Yu Hua, Jinyu Wen, Meiqi Yao und Naihu Li. „Research on fast solid state DC breaker based on a natural current zero-crossing point“. In: *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy* 2.1 (2014), Seiten 30–38. issn: 2196-5625. doi: 10.1007/s40565-014-0050-6.
- [Xia 2015a] Bin Xiang, Zhiyuan Liu, Yingsan Geng und Satoru Yanabu. „DC Circuit Breaker Using Superconductor for Current Limiting“. In: *IEEE Transactions on Applied Superconductivity* 25.2 (2015), Seiten 1–7. issn: 1051-8223. doi: 10.1109/TASC.2014.2363058.
- [Xia 2015b] Bin Xiang, Kun Yang, Yaxiong Tan, Licai Zhang, Zhiyuan Liu, Yingsan Geng, Jianhua Wang und S. Yanabu. „A DC circuit breaker based on superconducting current-limiting technology“. In: *2015 3rd International Conference on Electric Power Equipment – Swit-*

- ching Technology (ICEPE-ST)*. 2015, Seiten 257–260. doi: 10.1109/ICEPE-ST.2015.7368335.
- [Yan 1982] S. Yanabu, T. Tamagawa, S. Irokawa, T. Horiuchi und S. Tomimuro. „Development of HVDC Circuit Breaker and its Interrupting Test“. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-101.7 (1982), Seiten 1958–1965. issn: 0018-9510. doi: 10.1109/TPAS.1982.317441.
- [Yan 2008] A. Yaniv, A. Pokryvailo, E. Shviro und A. S. Kesar. „Implementation Aspects of DC Hybrid Opening Switch“. In: *2008 IEEE International Power Modulators and High Voltage Conference (IPMC)*. 2008, Seiten 507–510. doi: 10.1109/IPMC.2008.4743702.
- [YFO 2010] Jin Yang, John Edward Fletcher und John O'Reilly. „Multiterminal DC Wind Farm Collection Grid Internal Fault Analysis and Protection Design“. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 25.4 (Okt. 2010), Seiten 2308–2318. issn: 0885-8977. doi: 10.1109/TPWRD.2010.2044813.
- [Zeh 2000] Zehong Liu. „Design features of Three Gorges-Changzhou ± 500 kV HVDC Project“. In: *2000 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings*. Jan. 2000, Seiten 12–16. doi: 10.1109/PESW.2000.849915.
- [Zha 2014] Y. K. Zhang, Z. Q. Shi, S. L. Jia, X. C. Song und L. J. Wang. „Simulation and analysis on the interruption process of HVDC vacuum switch with forced current zero“. In: *2014 International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum (ISDEIV)*. 2014, Seiten 281–284. doi: 10.1109/DEIV.2014.6961674.
- [Zhe 2002] Zhenxue Xu, Bin Zhang, S. Sirisukprasert, Xigen Zhou und A. Q. Huang. „The emitter turn-off thyristor-based DC circuit breaker“. In: *Winter Meeting of the Power Engineering Society*. Jan. 2002, Seiten 288–293. doi: 10.1109/PESW.2002.985000.
- [Zho 2015] Wandu Zhou, Xiaoguang Wei, Sheng Zhang, Guangfu Tang, Zhiyuan He, Jianchao Zheng, Yunhai Dan und Chong Gao. „Development and test of a 200kV full-bridge based hybrid HVDC breaker“. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '15 ECCE Europe)*. 2015, Seiten 1–7. doi: 10.1109/EPE.2015.7309153.
- [Zyb 2000] J. Zyborski, T. Lipski, J. Czucha und S. Hasan. „Hybrid arcless low-voltage AC/DC current limiting interrupting device“. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 15.4 (2000), Seiten 1182–1187. issn: 0885-8977. doi: 10.1109/61.891500.

Normen und technische Richtlinien

- [EN 50123-1] EN 50123-1. *Deutsche Norm, Bahnanwendungen, Ortsfeste Anlagen – Gleichstrom-Schaltanlagen, Teil 1: Allgemeines, Deutsche Fassung EN 50123-1:2003*. DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE, Dezember 2003.
- [IEC 60099-4] IEC 60099-4. *Surge arresters – Part 4: Metal-oxide surge arresters without gaps for a.c. systems, IEC 60099-4, Edition 3.0*. International Standard, International Electrotechnical Commission, Juni 2014.

Datenblätter

- [Inv 2013] Inventronik GmbH. *User Documentation and Technical Specification of the Viplax-II Transmitter-/ Receiver Units*. Aug. 2013.
- [LEM 2011] LEM. *Datenblatt Current Transducer HAT 200..1500-S*. 2011.
- [NoS 2014] North Star High Voltage. *Datenblatt VD Series High Voltage Probes 60 to 300 kV DC*. 2014.
- [PEM 2010] Power Electronic Measurements Ltd. *Datenblatt CWT LF Specification, Extended Low Frequency*. Nov. 2010.
- [PGC 2012] Penny + Giles Controls Ltd. *Datenblatt SLS190 Linearer Wegsensor*. 2012.
- [TES 2011a] Testec Elektronik GmbH. *Bedienungsanleitung für Differenzspitzen TT-SI 9001, TT-SI 9002*. 2011.
- [TES 2011b] Testec Elektronik GmbH. *Datenblatt Aktive Differential-Tastköpfe / Active Differential Probes TT-SI 9010, TT-SI 9020*. 2011.
- [Yok 2003] Yokogawa Electric Corporation. *Anleitung DL750 ScopeCorder (4. Ausgabe)*. Dez. 2003.

Betreute studentische Arbeiten

Die folgenden Diplom-, Master-, Studien- und Bachelorarbeiten wurden während den theoretischen und experimentellen Untersuchungen zum Gleichstromschalten angefertigt und leisten damit einen Betrag zur gesamten Arbeit:

- [Alb 2014] Dennis Albert. „Simulation eines Schaltkonzepts zur Unterbrechung von Gleichströmen“. Bachelorarbeit. Technische Universität Darmstadt, Fachgebiet Hochspannungstechnik, 2014.
- [Dol 2013] Hubertus Doll. „Simulation des Lichtbogenverhaltens in Matlab®/Simulink®“. Studienarbeit. Technische Universität Darmstadt, Fachgebiet Hochspannungstechnik, 2013.
- [Hoc 2015] Peter Hock. „Untersuchungen zum Löschverhalten von Gleichstrom-Lasttrennschaltern für Bahnstromnetze“. Masterarbeit. Technische Universität Darmstadt, Fachgebiet Hochspannungstechnik, 2015.
- [Pol 2013] Alexander Polak. „Gleichstromschalter im Mittel- und Hochspannungsbereich“. Studienarbeit. Technische Universität Darmstadt, Fachgebiet Hochspannungstechnik, 2013.
- [She 2013] Haoshun Shen. „Simulation of electric arc behavior in DC circuit breakers“. Master thesis. Technische Universität Darmstadt, Fachgebiet Hochspannungstechnik, 2013.

Eigene und gemeinsame Arbeiten

Publikationen

- [Hei 2014] T. Heinz, V. Hinrichsen, L.-R. Jänicke, E. D. Taylor und J. Teichmann. „Direct current interruption with commercially available vacuum interrupters“. In: *XXVI International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum (ISDEIV) - Mumbai, India*. 2014. doi: 10.1109/DEIV.2014.6961710.
- [Hei 2015] T. Heinz, V. Hinrichsen, S. Kosse, J. Teichmann und E. D. Taylor. „Direct current interruption by a current zero impulse of constant steepness“. In: *The 19th International Symposium on High Voltage Engineering, Pilsen, Czech Republic, August, 23 – 28*. 2015.
- [HHH 2016] T. Heinz, P. Hock und V. Hinrichsen. „Comparison of artificial current zero impulses for a vacuum interrupter based direct current circuit breaker“. In: *XXVII International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum (ISDEIV) - Suzhou, China*. IEEE, 2016. isbn: 978-1-4673-9780-3. doi: 10.1109/DEIV.2016.7764010.
- [MHK 2011] F. Mink, T. Heinz und S. Kuhn. „Parametrische Modelle der Permanentmagnet-Synchronmaschine (PMSM) mit Berücksichtigung von Einflüssen magnetischer Sättigung“. In: *Antriebssysteme 2011 : Elektrik, Mechanik und Hydraulik in der Anwendung; VDI/VDE-Tagung mit Fachausstellung; Nürtingen bei Stuttgart, 13. und 14. September 2011. - Düsseldorf: VDI-Verl., 2011. - (VDI-Berichte; 2138)*. 2011. isbn: 978-3-18-092138-9.

Erfindungen und Erfindungsmeldungen

- [Hei 2016] T. Heinz. „Strom-Null-Impuls mit konstanter Stromsteilheit zur Unterbrechung eines Gleichstromes“. DE Patent App. DE 10 2014 214 956 A1. Feb. 2016.
- [Hei 2017a] T. Heinz. „Gleichstrom-Schaltanordnung“. DE Patent App. DE 10 2015 216 769 A1. März 2017.
- [Hei 2017b] T. Heinz. „Gleichstrom-Schaltanordnung und deren Verwendung“. DE Patent App. DE 10 2015 217 578 A1. März 2017.

Lebenslauf

Thomas Heinz
geboren in Bendorf / Rhein



Herr Thomas Heinz wurde in Bendorf am Rhein geboren. Nach dem Abschluss der Realschule absolvierte er eine Ausbildung zum Elektrotechniker und schloss anschließend seine allgemeine Hochschulreife (Abitur) am beruflichen Gymnasium der Peter-Paul-Cahensly-Schule in Limburg ab. Herr Heinz studierte Elektrotechnik und Informationstechnik mit dem Schwerpunkt „Allgemeine Elektrotechnik“ an der Technischen Universität Darmstadt und promovierte dort ab 2011 als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fachgebiet Hochspannungstechnik. Seit 2016 arbeitet er als Entwicklungsingenieur bei der Siemens AG in Berlin.

Darmstadt, den 22. März 2017

Erklärung laut § 9 PromO

Ich versichere hiermit, dass ich die vorliegende Dissertation allein und nur unter Verwendung der angegebenen Literatur verfasst habe. Die Arbeit hat bisher noch nicht zu Prüfungszwecken gedient.

Darmstadt, den 22. März 2017

Thomas Heinz